

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT



jc518 U.S. PTO
09/096113
06/11/98

Bescheinigung

Die Siemens Aktiengesellschaft in München/Deutschland hat
eine Patentanmeldung unter der Bezeichnung

"Rechnergestütztes Simulationsverfahren zur
Bestimmung eines elektromagnetischen Feldes
eines Körpers"

am 11. Juni 1997 beim Deutschen Patentamt eingereicht.

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue
Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patent-
anmeldung.

Die Anmeldung hat im Deutschen Patentamt vorläufig das Symbol
G 06 F 17/50 der Internationalen Patentklassifikation
erhalten.

München, den 5. Februar 1998
Der Präsident des Deutschen Patentamts
Im Auftrag

Anzeichen: 197 24 718.0

Nietiedt

This Page Blank (uspto)

Beschreibung**Rechnergestütztes Simulationsverfahren zur Bestimmung eines elektromagnetischen Feldes eines Körpers**

5

Die Erfindung betrifft ein rechnergestütztes Simulationsverfahren zur Bestimmung eines elektromagnetischen Feldes eines Körpers, der mehrere Teilgebiete umfaßt und mehrere Ladungen und Ströme enthält.

10

Aus der DIN-Norm VDE 0870 ist die "Elektromagnetische Verträglichkeit" (EMV) einer elektrischen Einrichtung bekannt als die "Fähigkeit einer elektrischen Einrichtung, in ihrer elektromagnetischen Umgebung zufriedenstellend zu funktionieren, ohne diese Umgebung, zu der auch andere Einrichtungen gehören, unzulässig zu beeinflussen".

15

Ein zu der Klasse der CG-Verfahren (=Verfahren der konjugierten Gradienten, engl.: conjugate gradient) gehörender Algorithmus mit der Bezeichnung GMRES-Verfahren ist aus [3] bekannt.

20

Die schnelle Multipolmethode, nachfolgend als FMM (engl.: fast multipole method) bezeichnet ist z.B. aus [4] bekannt. Ein wesentlicher Nachteil bei diesem Formalismus ergibt sich aus der Eigenschaft, daß die Multipolkoeffizienten nicht explizit berechnet werden, wodurch störende Verzerrungen auftreten können, die wiederum zu Fehlern in den Multipolentwicklungen führen.

30

Die Aufgabe der Erfindung besteht darin, das elektromagnetische Feld eines Körpers zu bestimmen durch einen Rechner, um bereits vor der Realisierung elektromagnetische Verträglichkeit des Körpers gewährleisten zu können und somit aus Messungen und Nachbesserungen bestehende Optimierungszyklen zu vermeiden, wobei die oben dargestellten Nachteile vermieden werden.

35

Die Aufgabe der Erfindung wird gemäß den Merkmalen des Patentanspruchs 1 gelöst.

5 In einem rechnergestützten Simulationsverfahren wird ein elektromagnetisches Feld eines Körpers, der mehrere Teilgebiete umfaßt und mehrere Ladungen und Ströme enthält, bestimmt. Dazu werden in den Teilgebieten eine globalen Multipolentwicklung und eine lokale Multipolentwicklung
10 durchgeführt, wobei eine globale Multipolentwicklung die Wirkung der Ladungen und Ströme für entfernte Punkte in Form einer Multipolentwicklung darstellt und analog dazu eine lokale Multipolentwicklung die Wirkung der Ladungen und Ströme an Punkten innerhalb eines der mehreren Teilgebiete in
15 Form einer Multipolentwicklung darstellt. Globale Multipolkoeffizienten werden als Parameter der globalen Multipolentwicklung berechnet, lokale Multipolkoeffizienten werden als Parameter der lokalen Multipolentwicklung berechnet. Schließlich wird das elektromagnetische Feld des
20 Körpers aus der globalen und der lokalen Multipolentwicklung bestimmt.

Mit der Simulation von für EMV notwendige vorgeschriebene Messungen mittels numerischer Verfahren wird die Optimierung
25 der Produktkomponenten wesentlich erleichtert. Der sich wiederholende Prozeß von Messung und Nachbesserung, wobei die simulierte Messung an allen Orten möglich ist, und damit verbundene Kosten und Zeit lassen sich mit dem erfindungsgemäßen Verfahren wesentlich reduzieren.

30 Das hier vorgestellte Verfahren eignet sich insbesondere zur Simulation von Streuproblemen, bei denen die geometrischen Strukturen der Modelle und damit auch die Dimensionen der Teilgebiete kleiner als die Wellenlänge sind. Unter
35 derartigen Voraussetzungen bleiben die Interferenzeffekte begrenzt, so daß bereits wenige Multipolkoeffizienten zur Beschreibung von Potentialen bzw. Feldstärken ausreichen. Mit

dem hier beschriebenen Stabilisierungsverfahren verhält sich das Verfahren auch für tiefe Frequenzen stabil.

Eine erste Weiterbildung der Erfindung besteht darin, den Körper in mindestens ein weiteres Teilgebiet zu unterteilen. Somit besteht der Körper aus Teilgebieten.

Eine andere Weiterbildung besteht darin, iterativ mit einer Startbedingung $I = 0$ bis zu einer Abbruchbedingung, die ein ausreichend kleines Fehlermaß vorgibt, folgende Schritte zur Bestimmung des elektromagnetischen Feldes des Körpers durchzuführen:

a) Berechnung der globalen Multipolentwicklungen mit globalen Multipolkoeffizienten gemäß

$$c^g = GI,$$

wobei

c^g ein Vektor ist, der die globalen Multipolkoeffizienten der mehreren Teilgebiete umfaßt,

I ein Vektor ist, der eine gegebene Stromverteilung angibt,

G eine Matrix ist, die eine Bestimmung der globalen Multipolkoeffizienten in dem einen Teilgebiet der mehreren Teilgebiete für die gegebene Stromverteilung I angibt;

b) Berechnung der lokalen Multipolentwicklung mit lokalen Multipolkoeffizienten gemäß

$$c^l = Tc^g,$$

wobei

c^l ein Vektor ist, der die lokalen Multipolkoeffizienten der mehreren Teilgebiete umfaßt,

T eine Translationsmatrix ist, durch die die globalen Multipole in lokale Multipole zusammengeführt werden;

c) Bestimmung des elektromagnetischen Felds aus

5

$$\mathbf{Z}\mathbf{I} = \mathbf{Z}'\mathbf{I} + \mathbf{L}\mathbf{c}^1,$$

wobei

Z eine Impedanzmatrix,

10 **Z'** einen Teil der Impedanzmatrix **Z**, der Kopplungen zwischen den Teilgebieten darstellt,

L eine Matrix zur Auswertung der lokalen Multipolkoeffizienten,

bezeichnen.

15

Eine nächste Weiterbildung besteht darin, die Teilgebiete gleich groß zu wählen.

In einer Weiterbildung wird die Größe der Teilgebiete

20 proportional zu einer Entfernung von einem Beobachtergebiet gewählt.

Auch eine Weiterbildung liegt in der Zuordnung jeweils eines Teilgebiets zu einem Bereich mit einheitlicher physikalischer

25 Eigenheit. Dies können große Flächen mit gleicher elektromagnetischer Eigenschaft, beispielsweise gleicher Ladungsverteilung o.ä., sein.

Im Rahmen einer anderen Weiterbildung werden

30 impedanzbehaftete Bauteile innerhalb des zu untersuchenden Körpers direkt als eine Impedanz in der Matrix **Z'** berücksichtigt.

Ferner kann das elektromagnetische Feld für vorgebbare

35 Frequenzen bestimmt werden.

Eine zusätzliche Weiterbildung besteht darin, die vorgebbaren Frequenzen von einer kleinsten zu untersuchenden Frequenz bis hin zu einer größten zu untersuchenden Frequenz fortgesetzt mit einer vorgebbaren Schrittweite zur Bestimmung des elektromagnetischen Feldes auszuwählen. Dabei kann bei der kleinsten zu untersuchenden Frequenz begonnen werden und bis zur größten zu untersuchenden Frequenz fortgefahren werden oder umgekehrt. Zusätzlich kann auch zwischen der kleinsten und der größten zu untersuchenden Frequenz begonnen werden, wobei bis hin zur kleinsten oder zur größten Frequenz das Verfahren zur Bestimmung des elektromagnetischen Feldes fortgesetzt wird.

Eine zusätzliche Weiterbildung besteht darin, Stabilität des Verfahrens bei tiefen Frequenzen dadurch zu gewährleisten, daß die globalen Multipolentwicklungen elementweise anstatt nach Basisfunktionen durchgeführt wird.

Eine Weiterbildung besteht darin, das Verfahren zur Bestimmung einer elektromagnetischen Verträglichkeit eines Körpers zu verwenden.

Weiterbildungen der Erfindung ergeben sich auch aus den abhängigen Ansprüchen.

Anhand der folgenden Figuren werden Ausführungsbeispiele der Erfindung näher dargestellt.

Es zeigen

- 30 Fig.1 Ein Blockdiagramm, das Schritte eines Verfahrens zur Bestimmung des elektromagnetischen Feldes eines Körpers zeigt,
- Fig.2 einen ideal leitenden Körper in einem äußeren Feld,
- Fig.3 geometrische Größen zu einem Linien-
- 35 Gewichtungsverfahren,
- Fig.4 einen Einfluß eines n-ten Elementpaares auf ein m-tes Elementpaar,

- Fig.5a eine verteilte Impedanz bei impedanzbehafteten Elementen,
Fig.5b eine konzentrierte Impedanz bei impedanzbehafteten Elementen,
5 Fig.6 eine Einteilung einer Autokarosserie in Teilgebiete für die Verfeinerungsstufen 2,3 und 4,
Fig.7 eine Einteilung in Teilgebiete bei variierenden Elementgrößen,
Fig.8 eine Skizze, die Kugelkoordinaten r , ϑ , α darstellt,
10 Fig.9a eine Skizze, die geometrische Größen zur globalen Multipolentwicklung darstellt,
Fig.9b eine Skizze, die geometrische Größen zur lokalen Multipolentwicklung darstellt,
Fig.10a eine Skizze, die eine Leiterschleife und eine
15 Einteilung der Basisfunktionen in vier Teilgebiete darstellt,
Fig.10b eine Skizze, die an den Rändern der Teilgebiete entstehende Ladungen, die sich nicht mehr auslöschen und zu Abbruchfehlern in der Entwicklung von φ
20 führen, zeigt,
Fig.11 eine Skizze, die direkt und indirekt gekoppelte Teilgebiete darstellt,
Fig.12 eine Skizze, die geometrische Größen zur Translation darstellt,
25 Fig.13 eine Skizze, die direkt und indirekt gekoppelte Teilgebiete für eine zweistufige FMM darstellt.

Zunächst wird die Erfindung anhand der Figuren 2 bis 13 näher erläutert.

30

DIE RETARDIERTEN POTENTIALE

Ausgegangen wird von den Maxwellschen Gleichungen in differentieller Form, wie sie dem Fachmann hinreichend bekannt sind:

35

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (1a)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -i\omega\mu_0\mathbf{H} \quad (1b)$$

$$5 \quad \nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \quad (1c)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + i\omega\epsilon_0\mathbf{E} \quad (1d),$$

wobei

- 10 ∇ ein Nabla-Operator,
 \mathbf{H} eine magnetische Feldstärke,
 \mathbf{E} eine elektrische Feldstärke,
 ρ eine Raumladungsdichte,
 ϵ_0 eine Permittivität des Vakuums,
15 i eine imaginäre Einheit ($\sqrt{-1}$),
 ω eine Kreisfrequenz,
 μ_0 eine Permeabilität des Vakuums,
 \mathbf{J} eine Volumenstromdichte
bezeichnen.

20

Eine Kontinuitätsgleichung folgt unmittelbar aus den Maxwell'schen Gleichungen durch Kombination von Gleichung (1a) mit der Divergenz von Gleichung (1d):

$$25 \quad \nabla \cdot \mathbf{J} = -i\omega\rho \quad (2)$$

Werden die Potentialansätze

$$30 \quad \mathbf{E} = -i\omega\mathbf{A} - \nabla\phi \quad (3a)$$

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu_0} \nabla \times \mathbf{A} \quad (3b)$$

verwendet, ergeben sich unter Berücksichtigung der Lorentz-Eichung

35

$$\nabla \cdot \mathbf{A} + i\omega\epsilon_0\mu_0\varphi = 0 \quad (4)$$

die beiden Differentialgleichungen:

$$5 \quad (\nabla^2 + k^2)\mathbf{A} = -\mu_0\mathbf{J} \quad (5a)$$

und

$$(\nabla^2 + k^2)\varphi = -\frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (5b)$$

10

mit der Wellenzahl

$$k = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} = \frac{\omega}{c_0} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (6),$$

15 wobei

\mathbf{A} ein magnetisches Vektorpotential,
 φ ein elektrisches Skalarpotential,
 c_0 eine Vakuumlichtgeschwindigkeit,
 λ eine Wellenlänge

20 bezeichnen.

Sowohl das skalare elektrische Potential φ als auch die drei
kartesischen Komponenten des magnetischen Vektorpotentials \mathbf{A}
werden durch dieselbe Art von Differentialgleichung
25 beschrieben, die i.a. als Helmholtz-Gleichung bezeichnet
wird:

$$(\nabla^2 + k^2)\psi(\mathbf{r}) = f(\mathbf{r}) \quad (7),$$

30 wobei

ψ eine Basisfunktion,
 \mathbf{r} einen Ortsvektor,
 $f()$ eine Funktion von einem Argument
bezeichnen.

Ist die Lösung der Helmholtz-Gleichung für eine diracförmige Anregung auf der rechten Seite bekannt, so kann die Gesamtlösung für eine gegebene Funktion $f(r)$ durch

- 5 Superposition bestimmt werden. Aus Symmetriegründen ergibt sich für eine diracförmige Anregung im Ursprung eine kugelsymmetrische Lösungsfunktion ψ , so daß die Gleichung (7) in Kugelkoordinaten auf die von r abhängige Differentialgleichung

10

$$\frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} r^2 \frac{\partial}{\partial r} \psi + k^2 \psi = 0 \quad (8)$$

reduziert wird. Wird in Gleichung (8) die Substitution

15

$$\tilde{\psi} = r\psi$$

durchgeführt, so folgt eine gewöhnliche Differentialgleichung mit konstanten Koeffizienten:

20

$$\tilde{\psi}'' + k^2 \tilde{\psi} = 0 \quad (9)$$

mit der allgemeinen Lösung:

25

$$\tilde{\psi} = C_1 e^{-ikr} + C_2 e^{ikr} \quad (10)$$

beziehungsweise

$$\psi = C_1 \frac{e^{-ikr}}{r} + C_2 \frac{e^{ikr}}{r} \quad (11)$$

- 30 Der erste Term aus Gleichung (11) beschreibt eine auslaufende, der zweite Term eine einlaufende Welle. Da letztere aus physikalischen Gründen ausscheidet, reduziert sich das weitere Vorgehen auf die Bestimmung der Konstanten C_1 . Diese ergibt sich für das elektrische Skalarpotential ϕ

durch Vergleich der allgemeinen Lösung mit dem elektrostatischen Potential ($k \rightarrow 0$) eines sich am Ursprung befindlichen Ladungselements ρdV zu:

$$5 \quad C_1^{el} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \rho dV \quad (12).$$

Analog ergibt sich die Konstante für das magnetische Vektorpotential eines sich im Ursprung befindlichen Stromelements $J dV$ zu:

$$10 \quad C_2^{mag} = \frac{\mu_0}{4\pi} J dV \quad (13).$$

Durch Integration über sämtliche Quellgebiete G ergeben sich
15 die Lösungen der Gleichungen (5a) und (5b) schließlich als:

$$A(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iiint_G J(\mathbf{r}') \frac{e^{-ikR}}{R} dV' \quad (14a)$$

$$\varphi(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \iiint_G \rho(\mathbf{r}') \frac{e^{-ikR}}{R} dV' \quad (14b),$$

$$20 \quad \text{mit: } R = \|\mathbf{r} - \mathbf{r}'\|$$

wobei

25 R einen Abstand zwischen Beobachterpunkt \mathbf{r} und
Quellpunkt \mathbf{r}' ,
 G ein Volumengebiet,
 A, φ retardierte Potentiale
bezeichnen.

BERECHNUNG DER FELDESTÄRKEN

Durch Einsetzen der Gleichung (14a) in (3a) und der Gleichung (14b) in (3b) lassen sich die elektrische Feldstärke und die magnetische Feldstärke bestimmen:

5

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = -\frac{i\omega\mu_0}{4\pi} \iiint_G \mathbf{J}(\mathbf{r}') \frac{e^{-ikR}}{R} dV' - \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \iiint_G \rho(\mathbf{r}') \nabla \frac{e^{-ikR}}{R} dV' \quad (15a)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi} \iiint_G \nabla \frac{e^{-ikR}}{R} \times \mathbf{J}(\mathbf{r}') dV' \quad (15b)$$

10

Unter Verwendung von Kugelkoordinaten folgt somit:

$$\nabla \frac{e^{-ikR}}{R} = -e^{-ikR} \left(\frac{1}{R^3} + \frac{ik}{R^2} \right) \mathbf{R} \quad (16)$$

15 Die Integralformeln zur Bestimmung der elektrischen und magnetischen Feldstärke bei gegebenen Quellen ergeben sich zu:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = -\frac{i\omega\mu_0}{4\pi} \iiint_G \mathbf{J}(\mathbf{r}') \frac{e^{-ikR}}{R} dV' + \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \iiint_G \rho(\mathbf{r}') e^{-ikR} \left(\frac{1}{R^3} + \frac{ik}{R^2} \right) \mathbf{R} dV' \quad (17a)$$

20

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi} \iiint_G e^{-ikR} \left(\frac{1}{R^3} + \frac{ik}{R^2} \right) \mathbf{J}(\mathbf{r}') \times \mathbf{R} dV' \quad (17b)$$

Die Gleichung (17b) kann als Erweiterung des Biot-Savartschen
25 Gesetzes für den zeitharmonischen Fall aufgefaßt werden.

IDEALE LEITER IM ÄUßEREN MAGNETISCHEN FELD

Wird ein ideal leitender Körper in ein äußeres einfallendes Feld $\mathbf{E}^i, \mathbf{H}^i$ gebracht, so bildet sich auf der Oberfläche S des ideal leitenden Körpers eine Strom- und Ladungsverteilung \mathbf{K}, σ derart, daß das Innere des Körpers feldfrei wird (siehe Fig.2). Das von den induzierten Quellen \mathbf{K}, σ erzeugte Feld wird als Streufeld $\mathbf{E}^S, \mathbf{H}^S$ bezeichnet. Es läßt sich mit Hilfe der Gleichungen (17a) und (17b) berechnen und ist dem einfallenden Feld $\mathbf{E}^i, \mathbf{H}^i$ überlagert. Da das Gesamtfeld

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}^i + \mathbf{E}^S \quad (18)$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}^i + \mathbf{H}^S \quad (19)$$

im Inneren des idealen Leiters verschwindet, ergeben sich die Randbedingungen auf der Innenseite der Leiteroberfläche S^- zu:

$$\mathbf{E}_{\text{tan}} = 0 \quad \text{für } \mathbf{r} \in S^- \quad (20a)$$

$$\mathbf{H}_{\text{tan}} = 0 \quad \text{für } \mathbf{r} \in S^- \quad (20b).$$

Beim Durchlaufen der Randfläche verhält sich \mathbf{H}_{tan} unstetig, so daß für die Außenseite der Leiteroberfläche S^+ gilt:

$$\mathbf{E}_{\text{tan}} = 0 \quad \text{für } \mathbf{r} \in S^+ \quad (21a)$$

$$\mathbf{H}_{\text{tan}} = \mathbf{K} \times \mathbf{n} \quad \text{für } \mathbf{r} \in S^+ \quad (21b).$$

Dabei ist die Flächenstromdichte \mathbf{K} mit der Flächenladungsdichte σ über die zweidimensionale Kontinuitätsgleichung

$$\nabla_S \cdot \mathbf{K} = -i\omega\sigma \quad (22)$$

verknüpft. Der Ausdruck $\nabla_S \cdot \mathbf{K}$ bezeichnet die zweidimensionale Divergenz der Flächenstromdichte \mathbf{K} in der Randfläche S .

5

Befinden sich mehrere ideal leitende Körper im einfallenden Feld, so setzt sich die Randfläche S aus verschiedenen Teilflächen S_k zusammen, also

$$S = \bigcup_k S_k \quad (23).$$

10

Das Streufeld $\mathbf{E}^S, \mathbf{H}^S$ umfaßt dann sämtliche Teilfelder, die von den einzelnen Körpern ausgehen, die Randbedingungen gemäß den Gleichungen (20a), (20b), (21a) und (21b) gelten für alle Leiteroberflächen.

15

Die Aufgabe eines Streuproblems besteht nun darin, für gegebene einfallende Felder $\mathbf{E}^i, \mathbf{H}^i$ unter Einhaltung der Randbedingungen (20a,b), (21a,b) die Strom- und Ladungsverteilung \mathbf{K}, σ auf den Oberflächen des Leiters zu finden.

20

Nachfolgend wird der Begriff "Stromverteilung" als Bezeichnung für eine gekoppelte Strom- und Ladungsverteilung benutzt, ohne explizit auf die Ladungsverteilung einzugehen. Diese läßt sich jederzeit mit Gleichung (22) herleiten und kann somit dem Begriff "Stromverteilung" untergeordnet werden.

25

Für das Feld außerhalb der ideal leitenden Körper kann ein klassischer Eindeutigkeitssatz herangezogen werden:

30

Die Feldverteilung in einem geschlossenen Volumengebiet G ist eindeutig durch die darin enthaltenen Quellen und durch den Verlauf von \mathbf{E}_{tan} oder \mathbf{H}_{tan} auf dem Rand des Volumengebiets G spezifiziert.

35

Für die Eindeutigkeit behandelter Streuprobleme reicht die Einhaltung einer der Randbedingungen der Gleichungen (20a,b) bzw. (21a,b) aus.

5

Eine Auswertung von \mathbf{E}_{tan} durch Kombination der Gleichung (18) mit der Gleichung (20a) ergibt

$$-\mathbf{n} \times \mathbf{E}^S = \mathbf{n} \times \mathbf{E}^i \quad \text{für } \mathbf{r} \in S \quad (24)$$

10

Da sich \mathbf{E}_{tan} beim Durchlaufen der Randflächen stetig verhält, spielt es hierbei keine Rolle, ob die Beziehung auf der Außenseite der Leiteroberfläche S^+ oder auf der Innenseite der Leiteroberfläche S^- ausgewertet wird. Das Streufeld \mathbf{E}^S läßt sich mit Gleichung (17a) bestimmen. Wird weiterhin die Flächenladungsdichte σ , unter Verwendung der Kontinuitätsgleichung (22), durch die Flächenstromdichte \mathbf{K} ausgedrückt, so folgt die elektrische Feldintegralgleichung in integrodifferentieller Form:

20

$$\mathbf{n} \times \iint_S \frac{e^{-ikR}}{4\pi} \left[\frac{i\omega\mu_0 \mathbf{K}(\mathbf{r}')}{R} + \frac{\nabla_{S'} \cdot \mathbf{K}(\mathbf{r}')}{i\omega\epsilon_0} \left(\frac{1}{R^3} + \frac{ik}{R^2} \right) \mathbf{R} \right] d\mathbf{a}' = \mathbf{n} \times \mathbf{E}^i(\mathbf{r})$$

für $\mathbf{r} \in S \quad (25).$

25

Eine Auswertung der tangentialen magnetischen Feldstärke \mathbf{H}_{tan} durch Kombination der Gleichung (19) mit Gleichung (20b) bzw. Gleichung (21b) führt zu den Beziehungen

$$-\mathbf{n} \times \mathbf{H}^S = \mathbf{n} \times \mathbf{H}^i \quad \text{für } \mathbf{r} \in S^- \quad (26a)$$

30

$$\mathbf{K} - \mathbf{n} \times \mathbf{H}^S = \mathbf{n} \times \mathbf{H}^i \quad \text{für } \mathbf{r} \in S^+ \quad (26b)$$

Anders als bei Gleichung (24) muß hier berücksichtigt werden, auf welcher Seite der Fläche S sich der Beobachterpunkt \mathbf{r} befindet. Um zu einer davon unabhängigen Integralgleichung zu

gelangen, muß das Sprungverhalten von \mathbf{H}_{tan} beim Durchlaufen der Fläche S näher betrachtet werden.

Es folgt schließlich die magnetische Feldintegralgleichung
5 für ideal leitende Körper mit glatten Oberflächen:

$$\frac{1}{2} \mathbf{K}(\mathbf{r}) - \mathbf{n} \times \iint_S \frac{e^{-ikR}}{4\pi} \left(\frac{1}{R^3} + \frac{ik}{R^2} \right) \mathbf{K}(\mathbf{r}') \times \mathbf{R} \, da' = \mathbf{n} \times \mathbf{H}^i(\mathbf{r})$$

für $\mathbf{r} \in S$ (27)

Da der Einsatz der magnetischen Feldintegralgleichung (27) sich i.a. auf Körper mit glatten Oberflächen und großen Krümmungsradien beschränkt, wird in der vorliegenden Erfindung weiterhin von der elektrischen

15 Feldintegralgleichung ausgegangen. Dabei wird nicht direkt auf Gleichung (25) zurückgegriffen, sondern eine leicht modifizierte Formulierung der Gleichung (25) verwendet:

$$\mathbf{n} \times \left[\frac{i\omega\mu_0}{4\pi} \iint_S \frac{e^{-ikR}}{R} \mathbf{K}(\mathbf{r}') \, da' - \frac{1}{i\omega 4\pi\epsilon_0} \nabla \iint_S \frac{e^{-ikR}}{R} \nabla_S' \cdot \mathbf{K}(\mathbf{r}') \, da' \right] = \mathbf{n} \times \mathbf{E}^i(\mathbf{r})$$

für $\mathbf{r} \in S$ (28)

Die Lösung der vier Maxwell'schen Gleichungen unter Beachtung der Randbedingungen (20a,b), (21a,b) reduziert sich somit auf die Analyse der Integralgleichung (28). Die dabei gesuchte
25 Lösungsfunktion ist die Stromverteilung $\mathbf{K}(\mathbf{r})$ auf den Oberflächen der beteiligten Körper.

VEKTORBASISFUNKTIONEN

Für die Stromverteilung \mathbf{K}, σ ergibt sich unter
30 Berücksichtigung der Kontinuitätsgleichung (22):

$$\mathbf{K}(\mathbf{r}) = \sum_{n=1}^N \alpha_n \bar{\psi}_n(\mathbf{r}) \quad (29a)$$

$$\sigma(\mathbf{r}) = -\frac{1}{i\omega} \sum_{n=1}^N \alpha_n \nabla_S \cdot \bar{\psi}_n(\mathbf{r}) \quad (29b),$$

5 wobei

$\bar{\psi}$ eine Vektorbasisfunktion,

∇_S einen zweidimensionalen Nabla-Operator in der Fläche S,

α_n ein Moment (skalärer Koeffizient),

10 N eine Anzahl der Basisfunktionen,

n eine Zählvariable

bezeichnen.

Die Verwendung von Vektorbasisfunktionen auf Dreieckelementen
 15 ist aus [1] bekannt. In [2] sind Vektorbasisfunktionen für
 parametrische Elemente dargestellt. Darin ist die Idee
 enthalten, mit Hilfe einer linearen Flächenstromverteilung
 eine stückweise konstante Ladungsverteilung zu erreichen. Da
 sich Vektorbasisfunktionen erster Ordnung über zwei
 20 benachbarte Flächenelemente erstrecken, wirken pro
 Zylinderelement bis zu zwei, pro Dreieckelement bis zu drei
 und pro Rechteckelement bis zu vier Basisfunktionen zusammen.
 Eine Regel für die Zuordnung von Basisfunktionen zu
 Flächenelementen lautet demnach:

25

Jeder inneren Kante eines Diskretisierungsnetzes
 entspricht eine Basisfunktion und somit ein Freiheitsgrad
 des resultierenden Gleichungssystems.

30 Vektorbasisfunktionen erster Ordnung verfügen i.d.R. über
 folgende Eigenschaften:

- a) Die sich ergebenden Flächenstromdichte \mathbf{K} ist stetig.
- b) Die sich ergebende Flächenladungsdichte σ ist
 stückweise konstant.

- c) Auf dem Rand des Definitionsgebiets einer Basisfunktion gilt $K_{\perp}=0$
- d) Jede Basisfunktion erfüllt für sich die Kontinuitätsgleichung (22).
- 5 e) Es treten keine singulären Ladungen auf, wie sie bei Basisfunktionen nullter Ordnung unvermeidbar sind.
- f) Jede Basisfunktion kann in großer Entfernung als ein Hertzscher Dipol angesehen werden.

LINIEN-GEWICHTUNGSVERFAHREN

Bei dem Linien-Gewichtungsverfahren wird die Randbedingung $E_{\tan}=0$ in Form eines Linienintegrals

$$\int_{C_m} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{r} = 0 \quad (30)$$

15

vorgegeben. Die Kurve C_m bezieht sich dabei auf das m-te Elementpaar, bestehend aus den Elementen S_{m1} und S_{m2} , und verläuft geradlinig vom Schwerpunkt des ersten Elements \mathbf{r}_{m1}^C zum Mittelpunkt der gemeinsamen Kante und anschließend geradlinig weiter zum Schwerpunkt des zweiten Elements \mathbf{r}_{m2}^C (siehe Fig.3).

Die Idee beim Linien-Gewichtungsverfahren besteht darin, die Gradientenbildung des Skalarpotentials ϕ durch ein

- 25 Linienintegral in eine diskrete Potentialdifferenz zu überführen. Ausgegangen wird von der elektrischen Feldintegralgleichung (28)

$$(i\omega\mathbf{A} + \nabla\phi)_{\tan} = \mathbf{E}_{\tan}^i \quad \text{für } \mathbf{r} \in S \quad (31)$$

30

mit den Potentialen

$$\mathbf{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint_S \frac{e^{-ikR}}{R} \mathbf{K}(\mathbf{r}') d\mathbf{a}' \quad (32a)$$

$$\varphi = - \frac{1}{i\omega\epsilon_0 4\pi} \iint_S \frac{e^{-ikR}}{R} \nabla_S' \cdot \mathbf{K}(\mathbf{r}') d\mathbf{a}' \quad (32b)$$

- 5 Werden die beiden Seiten aus Gleichung (31) vektoriell über die M Kurven C_m gewichtet, so ergeben sich die Gleichungen

$$\int_{C_m} (i\omega\mathbf{A} + \nabla\varphi) \cdot d\mathbf{r} = \int_{C_m} \mathbf{E}^i \cdot d\mathbf{r} \quad \text{mit } m=1,2,\dots,M \quad (33)$$

- 10 Die dabei auftretende Integration bezüglich $\nabla\varphi$ kann nun durch die Potentialdifferenz der beiden Endpunkte ersetzt werden. Werden \mathbf{E}^i und \mathbf{A} weiterhin in erster Näherung als konstant innerhalb eines Flächenelements angesehen, so ergibt sich für Dreieckelemente:

15

$$\begin{aligned} i\omega \left[\mathbf{A}(\mathbf{r}_{m1}^C) \frac{d_{m1}^C}{2} - \mathbf{A}(\mathbf{r}_{m2}^C) \frac{d_{m2}^C}{2} \right] + \varphi(\mathbf{r}_{m2}^C) - \varphi(\mathbf{r}_{m1}^C) = \\ = \mathbf{E}^i(\mathbf{r}_{m1}^C) \frac{d_{m1}^C}{2} - \mathbf{E}^i(\mathbf{r}_{m2}^C) \frac{d_{m2}^C}{2} \end{aligned} \quad (34)$$

mit $m=1,2,\dots,M$

- 20 Die beiden lokalen Ortsvektoren d_{m1}^C und d_{m2}^C sind in Fig.3 dargestellt.

Ein Vorteil des Linien-Gewichtungsverfahrens besteht in der Umgehung der starken Singularitäten aus Gleichung (25),

- 25 wodurch sich die Berechnung erheblich vereinfacht.

AUFSTELLEN DES LINEAREN GLEICHUNGSSYSTEMS

Für die Potentiale aus Gleichung (32a) und Gleichung (32b) folgen unter Verwendung der Gleichung (29a) und der Gleichung (29b) die Beziehungen:

5

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{n=1}^N \alpha_n \iint_{S_n} \frac{e^{-ikR}}{R} \bar{\psi}_n(\mathbf{r}') da' \quad (35a)$$

$$\varphi(\mathbf{r}) = -\frac{1}{i\omega\epsilon_0 4\pi} \sum_{n=1}^N \alpha_n \iint_{S_n} \frac{e^{-ikR}}{R} \nabla_{S'} \cdot \bar{\psi}_n(\mathbf{r}') da' \quad (35b)$$

10 mit $S_n := S_{n1} \cup S_{n2}$.

Somit und unter Berücksichtigung der Beziehung $I_n = \alpha_n$ läßt sich die Gleichung (34) als Matrixgleichung der Form

$$15 \quad \mathbf{Z} \cdot \mathbf{I} = \mathbf{U} \quad (36)$$

darstellen. Dabei bezeichnet die Matrix $\mathbf{Z} = [Z_{mn}]$ eine Impedanzmatrix, da sie die Stromamplituden $\mathbf{I} = [I_n]$ mit den Werten $\mathbf{U} = [U_m]$ verknüpft. Analog wird die inverse Matrix \mathbf{Z}^{-1} als Admittanzmatrix bezeichnet.

Die gesuchten Momente I_n lassen sich durch direktes oder iteratives Lösen des Gleichungssystems (36) bestimmen.

25 Nach Aufspaltung der Fläche S_n in die beiden Elementflächen S_{n1} und S_{n2} folgt aus Gleichung (34) für das Matrixelement Z_{mn} :

$$Z_{mn} = i\omega \left[(\mathbf{A}_{11} + \mathbf{A}_{21}) \frac{d_{m1}^C}{2} - (\mathbf{A}_{12} + \mathbf{A}_{22}) \frac{d_{m2}^C}{2} \right] + \\ + \varphi_{12} + \varphi_{22} - \varphi_{11} - \varphi_{21} \quad (37)$$

wobei

$$A_{pq} = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint_{S_{np}} \frac{e^{-ikR_q}}{R_q} \bar{\psi}_n(\mathbf{r}') da' \quad (38a)$$

$$5 \quad \varphi_{pq} = - \frac{1}{i\omega\epsilon_0 4\pi} \iint_{S_{np}} \frac{e^{-ikR_q}}{R_q} \nabla_{S'} \cdot \bar{\psi}_n(\mathbf{r}') da' \quad (38b)$$

die einzelnen Potentialbeiträge bezeichnen. Das Matrixelement Z_{mn} , auch Koppelimpedanz genannt, beschreibt den Einfluß des n-ten auf das m-te Elementpaar. In **Fig.4** sind Koppelpfade
 10 dargestellt zwischen einem Quellelement n und einem Beobachterelement m. Beispielsweise bezeichnet A_{21} das von S_{n2} erzeugte Vektorpotential im Mittelpunkt von S_{m1} .

Ein programmtechnischer Ansatz zur Berechnung der
 15 Impedanzmatrix $[Z_{mn}]$ besteht in einer separaten, vollständigen Auswertung der einzelnen Terme Z_{mn} gemäß Gleichung (37). Da im Fall von Dreieckelementen jedoch bis zu drei Basisfunktionen pro Element beteiligt sind, liegt es nahe, die Berechnung der Impedanzmatrix $[Z_{mn}]$ stufenweise
 20 durchzuführen. Dazu werden Teilergebnisse gemäß Gleichung (38a) und Gleichung (38b) jeweils für zwei Dreieckselemente berechnet und, mit geeigneten Faktoren versehen, auf die betroffenen Matrixelemente addiert.

25 Die rechte Seite des Gleichungssystems (36) wird gemäß Gleichung (34) wie folgt berechnet:

$$U_m = E^i(\mathbf{r}_{m1}^C) \frac{d_{m1}^C}{2} - E^i(\mathbf{r}_{m2}^C) \frac{d_{m2}^C}{2} \quad (39).$$

Für eine einfallende ebene Welle mit \mathbf{k} als Ausbreitungsvektor und \mathbf{E}_0 als Polarisationsrichtung läßt sich \mathbf{E}^i über die Beziehung

$$5 \quad \mathbf{E}^i(\mathbf{r}) = \mathbf{E}_0 \cdot e^{-i\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} \quad (40)$$

bestimmen.

IMPEDANZBEHAFTETE ELEMENTE

Werden dünne Schichten mit Hilfe einfacher Flächen modelliert, so lassen sich auch nichtideale Leiter mit ohmschen, induktiven oder kapazitiven Flächenbelägen relativ einfach in das vorhandene Gleichungssystem mit einbeziehen. Für derartige Leiter ändert sich die einzuhaltende Randbedingung von $\mathbf{E}_{\text{tan}} = 0$ auf

$$\mathbf{E}_{\text{tan}} = z_s \cdot \mathbf{K} \quad (41)$$

Aufgrund des Skineffekts ist die Flächenimpedanz z_s i.a. frequenzabhängig. Für Schichten, deren Dicke l_d bei der gegebenen Frequenz jedoch klein gegenüber der Skintiefe ist, kann die Stromverteilung über dem Querschnitt als konstant angenommen werden. Beispielsweise läßt sich dadurch die Flächenimpedanz z_s einer widerstandsbehafteten metallischen Schicht bei tiefen Frequenzen näherungsweise über die Beziehung

$$z_s \approx \frac{r_{sp}}{l_d} \quad (42)$$

berechnen, wobei r_{sp} den spezifischen Widerstand des verwendeten Metalls bezeichnet.

Durch die neue Randbedingung (siehe Gleichung (41)) ändert sich auch das Gewichtungsgleichung aus Gleichung (30) zu

$$\int_{C_m} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{r} = \int_{C_m} z_s \mathbf{K} \cdot d\mathbf{r} \quad (43),$$

5

wobei die in Gleichung (43) auf der rechten Seite entstehenden Größen in Form von Korrekturtermen im Gleichungssystem zu berücksichtigen sind.

10 In **Fig. 5a** sind verteilte Impedanzen gezeigt, wobei sämtliche das Flächenelement, hier dargestellt mit der Flächenimpedanz z_s , betreffende Gewichtungsgleichungen beeinflusst werden. Für die Korrekturterme (also die rechte Seite der Gleichung (43)) gilt

15

$$\int_{C_m} z_s \mathbf{K} \cdot d\mathbf{r} = \sum_n I_n \int_{C_m} z_s \tilde{\Psi}_n \cdot d\mathbf{r} \quad (44),$$

so daß pro Dreieckselement in der Regel bis zu neun; pro Rechteckelement in der Regel bis zu 16 Matrixeinträge in Gleichung (36) zu korrigieren sind.

20

Einfacher ist es, konzentrierte Impedanzen in Form von Bauelementen zu berücksichtigen, wie in **Fig. 5b** dargestellt ist. Im Gegensatz zu verteilten Impedanzen (siehe Fig. 5a)

25 lassen sich konzentrierte Impedanzen durch eine einzige impedanzbehaftete Kante darstellen. Es wird nur ein einziges Gewichtungsgleichung und damit auch nur eine einzige Zeile im Gleichungssystem (36) beeinflusst. Für die mit der Impedanz z_m^1 behaftete m-te Kante ergibt sich

30

$$\sum_{n=1}^N z_{mn} I_n = U_m - z_m^1 I_m \quad (45),$$

wobei die Größe Z_{mn} in Gleichung (37) und die Größe U_m in Gleichung (39) definiert sind. Nachdem der zusätzliche Term auf die linke Seite gebracht worden ist, kann dieser in Form eines korrigierten Diagonalelements

5

$$\bar{Z}_{mm} = Z_{mm} + Z_m^1 \quad (46)$$

berücksichtigt werden.

10

KONZENTRIERTE SPANNUNGSQUELLEN

Analog zum Fall konzentrierter Impedanzen wird auch bei konzentrierten Spannungsquellen eine einzige Zeile des Gleichungssystems (36) beeinflusst:

15

$$\sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n = U_m - U_m^1 \quad (47)$$

Die zusätzliche Spannungsquelle U_m^1 läßt sich unverändert in die rechte Seite des Gleichungssystems (36) aufnehmen, wodurch sich folgende Beziehung ergibt:

20

$$\bar{U}_m = U_m - U_m^1 \quad (48)$$

BERÜCKSICHTIGUNG VON SYMMETRIEN

25

Liegt eine symmetrische Anordnung vor, so läßt sich der Aufwand zur Lösung des Gleichungssystems erheblich reduzieren. Im Fall einer spiegelsymmetrischen Anordnung und einer symmetrischen Anregung U_m läßt sich die Anzahl der Freiheitsgrade um die Hälfte reduzieren. Handelt es sich hingegen um eine unsymmetrische Anregungen, so wird der Anregungsvektor in einen symmetrischen und einen unsymmetrischen Teil aufgespalten.

30

Mit dem vorgestellten Verfahren lassen sich auch ideal leitende Halbebenen berücksichtigen.

- 5 Im Bereich der EMV-Simulation lassen sich mit Hilfe derartiger Überlegungen beispielsweise die metallischen Böden innerhalb der Meßhallen berücksichtigen, ohne daß eine Erhöhung der Anzahl der Freiheitsgrade erfolgt.

10 NUMERISCHE AUSWERTUNG DER INTEGRALE

Zur Berechnung der Impedanzmatrix ist es erforderlich, die Integrale aus den Gleichungen (38a) und (38b) geeignet auszuwerten. Sind Quellpunkt und Beobachterpunkt weit genug voneinander entfernt, so genügt es, die Integrale vollständig mit Hilfe numerischer Integrationsformeln auszuwerten. In Fällen, in denen Quellpunkt und Beobachterpunkt nahe beieinander liegen, ergeben sich jedoch Probleme aus der Singularität des Integranden, so daß hierfür spezielle analytische Verfahren zum Einsatz kommen.

20 Die in den Gleichungen (38a) und (38b) auftretenden Integrale vom Typ

$$\iint_S \mathbf{a} \frac{e^{-ikR}}{R} da' \quad (49a)$$

25
$$\iint_S \frac{e^{-ikR}}{R} da' \quad (49b)$$

besitzen für $R=0$ bzw. $\mathbf{r}=\mathbf{r}'$ eine schwache Singularität, die abgespalten und analytisch integriert werden kann. Die Elementfläche, über die sich die Integration erstreckt, ist dabei ganz allgemein als S bezeichnet.

Für das Integral aus Gleichung (49a) ergibt sich nach einigen Umformungen:

$$\begin{aligned}
 \iint_S d \frac{e^{-ikR}}{R} da' &= \underbrace{\iint_S (\tilde{\mathbf{r}}' - \tilde{\mathbf{r}}) \frac{e^{-ikR} - 1}{R} da'}_{IG_1} + \\
 &+ (\tilde{\mathbf{r}} - \tilde{\mathbf{r}}^f) \cdot \underbrace{\iint_S \frac{e^{-ikR} - 1}{R} da'}_{IG_2} + \\
 &+ \underbrace{\iint_S \frac{\tilde{\mathbf{r}}' - \tilde{\mathbf{r}}}{R} da'}_{IG_3} + \\
 &+ (\tilde{\mathbf{r}} - \tilde{\mathbf{r}}^f) \cdot \underbrace{\iint_S \frac{1}{R} da'}_{IG_4}
 \end{aligned}
 \tag{50a},$$

wobei

$\tilde{\mathbf{r}}^f$ die freie Ecke des jeweiligen Elements (vorzugsweise Dreiecks),

$\tilde{\mathbf{r}}$ einen Vektor, der in die Dreiecksebene projiziert wurde (angedeutet durch die Tilde)

bezeichnen.

Für das Integral aus der Gleichung (49b) ergibt sich die analoge Umformung:

$$\iint_S \frac{e^{-ikR}}{R} da' = \underbrace{\iint_S \frac{e^{-ikR} - 1}{R} da'}_{IG_2} + \underbrace{\iint_S \frac{1}{R} da'}_{IG_4}
 \tag{50b}.$$

Die singulären Integrale IG_3 und IG_4 lassen sich analytisch auswerten. Zur Auswertung der Integrale IG_1 und IG_2 werden numerische Integrationsformeln verwendet, da die Integranden in der gesamten Elementfläche stetig und beschränkt sind.

5

Als Grenzwert für $R \rightarrow 0$ ergibt sich für den Integranden aus IG_2 nach der Regel von de l'Hospital:

$$\lim_{R \rightarrow 0} \frac{e^{-ikR} - 1}{R} = \lim_{R \rightarrow 0} \frac{-ik \cdot e^{-ikR}}{1} = -ik \quad (51).$$

10

Entsprechend folgt für den Integranden aus IG_1 :

$$\lim_{R \rightarrow 0} \left[(\tilde{x}' - \tilde{x}) \frac{e^{-ikR} - 1}{R} \right] = 0 \quad (52).$$

15 VERFAHREN DER KONJUGIERTEN GRADIENTEN

Neben der Möglichkeit, die sich ergebenden Gleichungssysteme (36) mit direkten Verfahren zu lösen, bietet sich aus Effizienzgründen der Einsatz von iterativen Lösungsalgorithmen an. Das zu lösende lineare Gleichungssystem aus Gleichung (36) wird allgemein als

20

$$Ax = b \quad \text{mit } A \in \mathbb{C}^{N \times N} \quad (53)$$

dargestellt, wobei \mathbb{C} die Menge der komplexen Zahlen bezeichnet. Charakteristisch für iterative Lösungsverfahren ist die generierte Folge von Näherungslösungen $x^{(m)}$, die als Iterierte bezeichnet werden. Konvergiert diese Folge mit wachsendem m gegen die exakte Lösung x , so kann der Iterationsprozeß nach Erreichen der gewünschten Genauigkeit abgebrochen werden.

30

Während direkte Lösungsverfahren einen genau determinierten Rechenaufwand besitzen, hängt der Aufwand bei iterativen Lösungsverfahren unmittelbar von der Zahl der benötigten Iterationsschritte ab und ist im Voraus daher zumeist
5 unbekannt.

Zur Lösung der Gleichungssysteme benötigen direkte Lösungsverfahren einen unmittelbaren Zugriff auf die einzelnen Matrixelemente. Bei iterativen Lösungsverfahren
10 hingegen tritt die Matrix A vorzugsweise nur in Form von Matrix-Vektor-Produkten auf und braucht daher nicht explizit vorzuliegen. Zum Berechnen der Matrix-Vektor-Produkte genügt der Zugriff auf entsprechende Funktionen. Je nach
15 Iterationsverfahren werden pro Iterationsschritt ein oder mehrere Matrix-Vektor-Produkte berechnet, so daß im Fall von voll besetzten Matrizen hierfür in der Regel $O(N^2)$
Fließkommaoperationen benötigt werden. Wichtig bei der Verwendung iterativer Verfahren ist es somit, die Zahl der benötigten Iterationsschritte so klein wie möglich zu halten.

20 Zu der Klasse der CG-Verfahren (=Verfahren der konjugierten Gradienten, engl.: conjugate gradient) gehört auch das GMRES-Verfahren, das aus [3] bekannt ist. Der dem Verfahren zugrundeliegende Algorithmus basiert auf einer vollständigen
25 QR-Zerlegung des sich ergebenden Lösungsraums und ist daher äußerst robust. Im der vorliegenden Beschreibung wird das GMRES-Verfahren als Vertreter der CG-Verfahren verwendet, wobei die Erfindung nicht auf die Verwendung dieses Verfahrens beschränkt ist.

30 Um die Lösungsqualität während des Iterationsprozesses beurteilen zu können, wird, ausgehend von Gleichung (53), ein Residuum $r^{(m)}$

35
$$r^{(m)} = b - Ax^{(m)} \quad (54)$$

als ein Fehlermaß für die Iterierte $x^{(m)}$ eingeführt. Der tatsächliche Fehler $e^{(m)}$

$$e^{(m)} = x - x^{(m)} \quad (55)$$

5

ist mangels einer exakten Lösung x in der Regel nicht bekannt. Das Residuum $r^{(m)}$ mißt den Fehler auf der rechten Seite, d.h. im Fall der Momentenmethode die Genauigkeit der Einhaltung der Randbedingungen nach dem m-ten

10 Iterationsschritt. Nach Einsetzen der Gleichung (55) in Gleichung (54) ergibt sich unter Berücksichtigung von Gleichung (53) der Zusammenhang:

$$r^{(m)} = A e^{(m)} \quad (56).$$

15

Als Abbruchkriterium für den Iterationsprozeß wird vorzugsweise gefordert, daß eine Residuumnorm $\|r^{(m)}\|$ um einen vorgebbaren Faktor ε , z.B. 10^{-4} , verringert worden ist.

20 Falls der Iterationsprozeß mit dem Nullvektor als Anfangswert gestartet wird, kann somit die Iteration abgebrochen werden, sobald die Ungleichung

$$\frac{\|r^{(m)}\|}{\|r^{(0)}\|} = \frac{\|r^{(m)}\|}{\|b\|} < \varepsilon \quad (57)$$

25 erfüllt ist. Prinzipiell sollte das Abbruchkriterium so gewählt werden, daß der Fehler durch das Abbrechen der Iteration knapp unterhalb des Diskretisierungsfehlers bleibt.

Die Gesamtzahl der bis zum Erreichen des Abbruchkriteriums benötigten Iterationsschritte werden mit M bezeichnet, wobei
30 gilt $m=1, 2, \dots, M$.

VORKONDITIONIERUNG

Bei den meisten Problemen kann das Konvergenzverhalten des Iterationsprozesses durch eine sogenannte Vorkonditionierung beschleunigt werden.

5

Es kann unterschieden werden zwischen einer Vorkonditionierung von links und einer Vorkonditionierung von rechts. Aus Gleichung (53) folgt für das linkstransformierte Gleichungssystem

10

$$\begin{aligned} M^{-1}Ax &= M^{-1}b \Leftrightarrow \hat{A}x = \hat{b} \quad \text{mit } \hat{A} = M^{-1}A \\ \hat{b} &= M^{-1}b \end{aligned} \quad (58).$$

Die Matrix M^{-1} wird als Vorkonditionierer bezeichnet. Im Fall $M=A$ sind beispielsweise sämtliche Eigenwerte von \hat{A} eins, so daß sich die exakte Lösung bereits nach einer einzigen Iteration einstellt. Der Aufwand für die Berechnung von M^{-1} ist bei einer derartigen Vorkonditionierung allerdings genau so groß wie bei einer direkten Lösung des Gleichungssystems. Prinzipiell gilt also, daß je ähnlicher sich die Matrizen A und M sind, desto besser ist auch der Effekt der Vorkonditionierung.

25

Bei Anwendung der Gleichung (58) muß die Größe \hat{b} zu Beginn des Iterationsprozesses zunächst mit Hilfe eines einfachen Matrix-Vektor-Produkts bestimmt werden. Die Matrix \hat{A} wird aus Gründen der Effizienz vorzugsweise nicht explizit berechnet. Da sämtliche Matrizen bei den CG-Verfahren lediglich in Form von Matrix-Vektor-Produkten auftreten, ist es günstiger, derartige Operationen sequentiell, d.h. in Form von zwei separaten Matrix-Vektor-Produkten, auszuwerten. Darüber hinaus genügt anstelle der Inversen M^{-1} die Berechnung einer geeigneten Faktorisierung von M . Die betroffenen Matrix-Vektor-Produkte müssen dann allerdings durch passende Rücksubstitutions-Routinen ersetzt werden.

35

Analog zur Vorkonditionierung von links wird die Vorkonditionierung von rechts durchgeführt:

$$\begin{aligned} 5 \quad \mathbf{A} \mathbf{M}^{-1} \mathbf{M} \mathbf{x} = \mathbf{b} &\Leftrightarrow \hat{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{b} \quad \text{mit} \quad \hat{\mathbf{A}} = \mathbf{A} \mathbf{M}^{-1} \\ &\quad \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{M} \mathbf{x} \end{aligned} \quad (59).$$

Bei Anwendung der Gleichung (59) muß die gesuchte Lösung \mathbf{x} nach dem eigentlichen Integrationsprozeß mit Hilfe eines
 10 zusätzlichen Matrix-Vektor-Produkts gemäß $\mathbf{x} = \mathbf{M}^{-1} \hat{\mathbf{x}}$ berechnet werden.

Da das Konvergenzverhalten des Iterationsprozesses durch die Verteilung der Eigenwerte von $\hat{\mathbf{A}}$ bestimmt wird, sind beide
 15 Varianten der Vorkonditionierung bezüglich des Konvergenzverhaltens äquivalent. Im Vergleich zur links-Transformation hat die Vorkonditionierung von rechts allerdings den Vorteil, daß das Residuum aus Gleichung (54) als Fehlermaß unverändert übernommen werden kann. Im Fall der
 20 Vorkonditionierung von links läßt sich das Residuum aus Gleichung (54) meist nicht ohne Zusatzaufwand bestimmen. Vorteilhaft wird dann anstelle des in Gleichung (54) festgelegten Residuums die Form

$$25 \quad \hat{\mathbf{r}}^{(m)} = \hat{\mathbf{b}} - \hat{\mathbf{A}} \mathbf{x}^{(m)} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{r}^{(m)} \quad (60)$$

verwendet. Hier entstehen durch die Matrix \mathbf{M}^{-1} Verzerrungen, die das Abbruchkriterium ungünstig beeinflussen können.

30 JACOBI-VORKONDITIONIERUNG

Eine mögliche Vorkonditionierung besteht aus der Diagonalmatrix

$$M_{ij} = \begin{cases} A_{ij} & \text{für } i = j \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (61).$$

Die Anwendung dieser sogenannten Jacobi-Vorkonditionierung von links bzw. von rechts entspricht einer diagonalen

- 5 Skalierung von **A**, bei der die Diagonalelemente durch zeilen- bzw. spaltenweises Durchmultiplizieren des Gleichungssystems auf eins gebracht werden.

Eine weitere vorteilhafte Vorkonditionierung ist eine
10 Blockvariante der Jacobi-Vorkonditionierung. Hierbei muß eine Indexmenge der Freiheitsgrade

$$F = \{1, 2, \dots, N\}$$

- 15 zunächst gemäß

$$F = \bigcup_w F_w$$

- in paarweise disjunkte Teilmengen F_w aufgeteilt werden. Die
20 Anzahl dieser Teilmengen sei mit W bezeichnet. Anschließend ergibt sich die Matrix **M** über die Beziehung

$$M_{ij} = \begin{cases} A_{ij} & \text{für } i, j \in F_w \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (62)$$

- 25 Bei einer derartigen Block-Jacobi-Vorkonditionierung sind die Matrizen **M** und \mathbf{M}^{-1} Blockdiagonalmatrizen. Die Berechnung des Matrix-Vektor-Produkts $\mathbf{M}^{-1} \mathbf{x}$ läßt sich mit Hilfe separater Faktorisierungen der einzelnen Diagonalblöcke effizient realisieren.

30

Ein besonders gutes Konvergenzverhalten stellt sich ein, wenn die Indexmengen F_w physikalischen Teilgebieten zugeordnet werden können. Die Erzeugung derartiger Teilgebiete, im

einfachsten Fall Würfel, ist durch schrittweises Unterteilen des zu untersuchenden Körpers in Form einer baumartigen Struktur möglich. Bei jedem Verfeinerungsschritt werden die bereits generierten Würfel vorzugsweise in bis zu acht

- 5 Tochterwürfel mit halber Seitenlänge aufgespalten. Leere Gebiete werden üblicherweise ignoriert. Die größte Verfeinerungsstufe, also ein einziger Block, wird als Stufe 0 bezeichnet. Entsprechend erhöht sich der Stufenindex bei jedem Verfeinerungsschritt um eins.

10

Vorteilhaft wird vor dem eigentlichen Iterationsprozeß eine Permutation der Freiheitsgrade durchgeführt, damit die sich im Gleichungssystem ergebende Blockstruktur programmtechnisch handhabbar wird. Dazu werden Indizes derart umgeordnet, daß

15 aufeinanderfolgenden Freiheitsgraden gemeinsame Teilgebiete zugeordnet sind. Daraufhin können die den Indexmengen F_w zugeordneten Teilproblem aus A extrahiert und mit Hilfe einer geeigneten Faktorisierung gelöst werden. Die sich ergebenden Faktorisierungen werden dann zur Blockdiagonalmatrix M^{-1}

20

zusammengesetzt.

In Fig.6 wird beispielhaft die Einteilung einer Autokarosserie für die Verfeinerungsstufen 2,3 und 4 gezeigt.

- 25 Die Anwendung der Jacobi-Vorkonditionierung ist nicht auf physikalische Teilgebiete derselben Größe beschränkt. Speziell bei einer Diskretisierung mit stark variierenden Elementgrößen bietet es sich an, den Körper in unterschiedlich große Teilgebiete zu unterteilen. In Fig.7
- 30 ist eine adaptive Block-Jacobi-Vorkonditionierung für den Fall einer Leiterbahn über einer unendlich ausgedehnten Massefläche dargestellt. Damit die sich ergebenden Stromverteilung durch die angesetzten Basisfunktionen möglichst genau nachgebildet werden kann, wird der Bereich um
- 35 die Leiterschleife fein vernetzt. Vorzugsweise wurden die Teilgebiete so gewählt, daß in jedem Gebiet nicht mehr als 300 Freiheitsgrade enthalten sind.

DAS FFS-VERFAHREN (FAST-FREQUENCY-STEPPING)

Viele praktische EMV-Probleme erfordern eine breitbandige Charakterisierung der zu untersuchenden Objekte. Sowohl

- 5 Störfestigkeits- als auch Emissionsrichtlinien erstrecken sich über breite Frequenzbereiche, so daß zur Simulation der entsprechenden Messungen umfangreiche Rechenserien durchgeführt werden müssen, bei denen die Frequenz f , analog zur realen Messung, schrittweise von einer kleinsten zu
- 10 untersuchenden Frequenz f_{\min} auf eine größte zu untersuchende Frequenz f_{\max} erhöht wird. Damit kein kritischer Frequenzbereich übersehen wird, sollte die verwendete Schrittweite Δf möglichst klein gewählt werden.

- 15 Ein Ansatz zur Reduzierung des Rechenaufwands bei Verwendung iterativer Lösungsverfahren folgt aus der Beobachtung, daß sich die gesuchten Lösungsvektoren für genügend kleine Frequenzschritte nicht allzu sehr voneinander unterscheiden. Also kann der letzte der berechneten Lösungsvektoren als
- 20 neuer Startwert vorgegeben werden.

Eine weitere vorteilhafte Ausprägung besteht darin, den Startwert durch Extrapolation aus bereits berechneten Lösungsvektoren zu bestimmen. Für den Sonderfall

25 äquidistanter Frequenzen läßt sich beispielsweise die Beziehung

$$x_i^{(0)} = x_{i-3} - 3x_{i-2} + 3x_{i-1} \quad (63)$$

- 30 zur quadratischen Extrapolation eines Startwerts $x_i^{(0)}$ aus den letzten drei Lösungsvektoren x_{i-3} , x_{i-2} und x_{i-1} angeben.

Ein schnelles Konvergenzverhalten kann beobachtet werden, wenn eines der Gleichungssysteme mit einem direkten Lösungsverfahren gelöst und die berechnete Faktorisierung anschließend als Vorkonditionierer zur iterativen Lösung des
5 restlichen Gleichungssystems übernommen wird.

Durch Kombination dieses Schemas mit dem oben beschriebenen Extrapolationsansatz ergibt sich ein wirkungsvolles Vorgehen zur breitbandigen Analyse von elektrodynamischen
10 Streuproblemen. Dieses Verfahren wird im folgenden als FFS-Verfahren bezeichnet. Der Algorithmus für den Sonderfall äquidistanter Frequenzen lautet:

```

f := fmin
15 berechne A und b
   berechne  $M^{-1} := A$  (bzw. eine Faktorisierung von A)
    $x := M^{-1} b$ 
   solange f < fmax
       f := f + Δf
20   berechne A und b
       extrapoliere einen Startwert  $\hat{x}^{(0)}$ 
       löse  $A M^{-1} \hat{x} = \hat{b}$  iterativ
        $x := M^{-1} \hat{x}$ 
Ende
```

(Alg-1)

25

Die Rechenserie wird beispielsweise an der tiefsten Frequenz f_{\min} gestartet. Nachdem das entsprechende Gleichungssystem aufgestellt und die Matrix A geeignet faktorisiert wurde,
30 ergibt sich der erste Lösungsvektor durch Rücksubstitution. Die berechnete Faktorisierung von A wird anschließend als Vorkonditionierer M^{-1} zur iterativen Lösung der restlichen Gleichungssysteme übernommen. Die Frequenz f wird dazu schrittweise von f_{\min} bis auf f_{\max} erhöht, wobei im Fall
35 einer Vorkonditionierung von rechts beachtet werden muß, daß

nicht der eigentliche Lösungsvektor \mathbf{x} , sondern die transformierte Größe $\hat{\mathbf{x}}$ extrapoliert wird. Der eigentliche Lösungsvektor \mathbf{x} kann nach dem Iterationsprozeß über die Beziehung $\mathbf{x} := \mathbf{M}^{-1} \hat{\mathbf{x}}$ bestimmt werden.

5

Der benötigte Rechenaufwand wird beim FFS-Verfahren im wesentlichen durch die Faktorisierung der Matrix \mathbf{M} , d.h. durch das direkte Lösen des Gleichungssystems, bestimmt. Mit Hilfe der Matrix \mathbf{M}^{-1} als Vorkonditionierer beschränkt sich

10 die anschließende iterative Lösung der restlichen Gleichungssysteme zumeist auf einige wenige Iterationen.

Die Reihenfolge, mit der die einzelnen Frequenzen beim FFS-Verfahren durchlaufen werden, muß nicht notwendigerweise, wie

15 in Algorithmus (Alg-1) dargestellt, von f_{\min} nach f_{\max} erfolgen. Ebenso sind Varianten des Verfahrens denkbar, die an der höchsten Frequenz f_{\max} starten, das entsprechende Gleichungssystem direkt lösen und anschließend die Frequenz schrittweise verringern.

20

Weiterhin kann der Vorkonditionierer \mathbf{M}^{-1} für eine mittlere Frequenz f_c berechnet werden. Anschließend werden die Frequenzen wahlweise von f_{\min} nach f_{\max} , von f_{\max} nach f_{\min} oder zunächst von f_c nach f_{\min} und anschließend von f_c nach

25 f_{\max} durchlaufen. Der Vorteil dieser Alternative besteht darin, daß die breitbandige Beschleunigungswirkung der Matrix \mathbf{M}^{-1} in beide Frequenzrichtungen ausgenutzt werden kann.

MULTIPOLENTWICKLUNG DER RETARDIERTEN POTENTIALE

30 Im Mittelpunkt einer schnellen Multipolmethode stehen Verfahren, mit denen sich die Potentiale und Felder einer gegebenen Stromverteilung näherungsweise durch einige wenige skalare Koeffizienten charakterisieren lassen. Wie durch den

Begriff "Multipolmethode" angedeutet, werden vorzugsweise sphärische Multipolentwicklungen der Potentiale bzw. Felder eingesetzt.

- 5 Da das in dieser Erfindung verwendete Linien-Gewichtungsverfahren (ausführliche Erläuterungen, siehe oben) auf den retardierten Potentialen A und ϕ aufsetzt, werden diese beiden Größen durch entsprechende Multipolentwicklungen charakterisiert.

10

Alternativ dazu ist es möglich, eine Multipolentwicklung der elektrischen Feldstärke E durchzuführen. Im Vergleich zu den Multipolentwicklungen der retardierten Potentiale A und ϕ ergeben sich hierbei jedoch komplexere analytische

- 15 Zusammenhänge, die numerisch schwer zu handhaben sind.

Gesucht ist eine Menge von Lösungen der homogenen Helmholtz-Gleichung

20
$$(\nabla^2 + k^2) \cdot u = 0 \quad (64)$$

in Kugelkoordinaten, wobei

k die Wellenzahl,

u eine Funktion, die die Helmholtz-Gleichung erfüllt,

- 25 bezeichnen.

Mit Hilfe dieser Lösungen läßt sich jede Funktion u in Form einer unendlichen Reihe darstellen. Die dabei auftretenden Koeffizienten können häufig analytisch bestimmt werden.

30

Wird die Helmholtz-Gleichung (64) mit Hilfe der in **Fig. 8** dargestellten Kugelkoordinaten r , ϑ , α ausgedrückt, so folgt die Formulierung

35
$$\frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} \left(r^2 \frac{\partial u}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2 \sin \vartheta} \frac{\partial}{\partial \vartheta} \left(\sin \vartheta \frac{\partial u}{\partial \vartheta} \right) + \frac{1}{r^2 \sin^2 \vartheta} \frac{\partial^2 u}{\partial \alpha^2} + k^2 u = 0$$

(65).

Zur Lösung dieser partiellen Differentialgleichung wird ein Separationsansatz

5

$$u = U_r(r) \cdot U_\vartheta(\vartheta) \cdot U_\alpha(\alpha) \quad (66)$$

gewählt, bei dem die Faktoren U_r , U_ϑ und U_α jeweils nur von einer Koordinate abhängen. Nach Einsetzen von Gleichung (66) in Gleichung (65) und Multiplikation mit

10

$$\frac{r^2 \sin^2 \vartheta}{u}$$

ergibt sich die Gleichung

15

$$\frac{\sin^2 \vartheta}{U_r} \frac{d}{dr} \left(r^2 \frac{dU_r}{dr} \right) + \frac{\sin \vartheta}{U_\vartheta} \frac{d}{d\vartheta} \left(\sin \vartheta \frac{dU_\vartheta}{d\vartheta} \right) + \frac{1}{U_\alpha} \frac{d^2 U_\alpha}{d\alpha^2} + k^2 r^2 \sin^2 \vartheta = 0 \quad (67).$$

Der α -abhängige Term läßt sich abspalten und mit Hilfe der Separationskonstanten m durch

20

$$\frac{1}{U_\alpha} \frac{d^2 U_\alpha}{d\alpha^2} = -m^2 \quad (68)$$

ersetzen. Damit folgt aus Gleichung (67) die von α unabhängige Beziehung

25

$$\frac{1}{U_r} \frac{d}{dr} \left(r^2 \frac{dU_r}{dr} \right) + \frac{1}{U_\vartheta \sin \vartheta} \frac{d}{d\vartheta} \left(\sin \vartheta \frac{dU_\vartheta}{d\vartheta} \right) - \frac{m^2}{\sin^2 \vartheta} + k^2 r^2 = 0 \quad (69).$$

Zur Separation der ϑ -Abhängigkeit werden die entsprechenden Terme in Gleichung (69) durch die Separationskonstante l ausgedrückt:

30

$$\frac{1}{U_\vartheta \sin \vartheta} \frac{d}{d\vartheta} \left(\sin \vartheta \frac{dU_\vartheta}{d\vartheta} \right) - \frac{m^2}{\sin^2 \vartheta} = -l(l+1) \quad (70).$$

Übrig bleibt die von r abhängige Differentialgleichung

5

$$\frac{1}{U_r} \frac{d}{dr} \left(r^2 \frac{dU_r}{dr} \right) - l(l+1) + k^2 r^2 = 0 \quad (71).$$

Mit Hilfe des Separationsansatzes aus Gleichung (66) wird die Helmholtz-Gleichung demnach in drei gewöhnliche

10 Differentialgleichungen

$$\frac{d}{dr} \left(r^2 \frac{dU_r}{dr} \right) + \left[(kr)^2 - l(l+1) \right] \cdot U_r = 0 \quad (72a)$$

$$\frac{1}{\sin \vartheta} \frac{d}{d\vartheta} \left(\sin \vartheta \frac{dU_\vartheta}{d\vartheta} \right) + \left[l(l+1) - \frac{m^2}{\sin^2 \vartheta} \right] \cdot U_\vartheta = 0 \quad (72b)$$

15

$$\frac{d^2 U_\alpha}{d\alpha^2} + m^2 U_\alpha = 0 \quad (72c)$$

überführt.

20 Die Gleichung (72c) ist eine gewöhnliche Differentialgleichung mit konstanten Koeffizienten und den Lösungen

$$U_{\alpha,m} \sim e^{im\alpha} \quad (73).$$

25

Aufgrund der Nebenbedingung $U_\alpha(\alpha+2\pi) = U_\alpha(\alpha)$ kann m nur ganzzahlige Werte annehmen, d.h. $m \in \mathbb{Z}$ (\mathbb{Z} als Menge der ganzen Zahlen).

Die Gleichung (72b) ist eine spezielle Form der Legendre-Differentialgleichung. Ihre Lösungen sind die zugeordneten Legendre-Funktionen erster und zweiter Art

$$5 \quad U_{\vartheta, 1m} \sim P_1^m(\cos \vartheta), Q_1^m(\cos \vartheta) \quad (74).$$

Nahezu alle Legendre-Funktionen weisen für $\vartheta=0$ und $\vartheta=\pi$ Singularitäten auf und werden daher vorzugsweise vernachlässigt. Eine Ausnahme bilden die Funktionen $P_1^m(\cos \vartheta)$ mit $1, m \in \mathbb{N}_0$, die mit Legendre-Polynomen 1-ter Ordnung P_1 über die Beziehung

$$P_1^m(x) = (-1)^m (1-x^2)^{m/2} \frac{d^m}{dx^m} P_1(x) \quad (75)$$

15 verknüpft sind. Damit folgt

$$P_1^0(\cos \vartheta) = P_1(\cos \vartheta) \quad (76)$$

sowie

20

$$P_1^m(\cos \vartheta) = 0 \quad \text{für } m > 1 \quad (77).$$

Die zugeordneten Legendre-Funktionen erster Art von nullter bis zweiter Ordnung lauten:

25

$$\begin{aligned} P_0^0(\cos \vartheta) &= 1 & P_2^0(\cos \vartheta) &= \frac{3}{2} \cos^2 \vartheta - \frac{1}{2} \\ P_1^0(\cos \vartheta) &= \cos \vartheta & P_2^1(\cos \vartheta) &= -3 \sin \vartheta \cos \vartheta \\ 30 \quad P_1^1(\cos \vartheta) &= -\sin \vartheta & P_2^2(\cos \vartheta) &= 3 \sin^2 \vartheta \end{aligned}$$

Die Gleichung (72a) ist eine Besselsche Differentialgleichung mit den sphärischen Bessel-Funktionen

$$U_{r,1} \sim j_1(kr), y_1(kr) \quad (78)$$

als Lösung. Diese sind mit den bekannten zylindrischen
5 Bessel-Funktionen $J_1(x)$, $Y_1(x)$ über die Beziehungen

$$j_1(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2x}} \cdot J_{1+0,5}(x), \quad y_1(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2x}} \cdot Y_{1+0,5}(x) \quad (79)$$

verknüpft und lassen sich durch elementare Funktionen
10 darstellen. So gilt beispielsweise

$$\begin{aligned} j_0(kr) &= \frac{\sin(kr)}{kr} & y_0(kr) &= -\frac{\cos(kr)}{kr} \\ j_1(kr) &= \frac{\sin(kr)}{(kr)^2} - \frac{\cos(kr)}{kr} & y_1(kr) &= -\frac{\cos(kr)}{(kr)^2} - \frac{\sin(kr)}{kr} \end{aligned}$$

15

Durch Kombination der sphärischen Bessel-Funktionen ergeben
sich die sphärischen Hankel-Funktionen erster und zweiter Art

$$h_1^{(1)}(kr) = j_1(kr) + i \cdot y_1(kr) \quad (80a)$$

20

$$h_1^{(2)}(kr) = j_1(kr) - i \cdot y_1(kr) \quad (80b),$$

die bezüglich der Darstellung der Gesamtlösung u zu den
Funktionen $j_1(kr)$, $y_1(kr)$ äquivalent sind. Je nach Art der
25 Funktion u können vorteilhaft sphärische Bessel-Funktionen
bzw. sphärische Hankel-Funktionen vorzuziehen. Bleibt die
Funktion u am Ursprung beispielsweise beschränkt, so genügt
es, lediglich die Funktionen $j_1(kr)$ anzusetzen, da die
Funktionen $y_1(kr)$ und damit die sphärischen Hankel-Funktionen
30 $h_1^{(1)}(kr)$, $h_1^{(2)}(kr)$ für $r \rightarrow 0$ singulär werden.

Es ergeben sich die gesuchten Lösungen u_{lm} der homogenen Helmholtz-Gleichung in Kugelkoordinaten zu

$$u_{lm} = b_l(kr) \cdot P_l^{|m|}(\cos \vartheta) \cdot e^{im\alpha} \quad (81)$$

5

wobei $b_l(kr)$ eine Linearkombination aus sphärischen Bessel- bzw. Hankel-Funktionen l -ter Ordnung bezeichnet und $l \in \mathbb{N}_0$ und $m \in \mathbb{Z}$.

10 Für die Gesamtlösung u ergibt sich unter Berücksichtigung von Gleichung (77) die Reihenentwicklung

$$\begin{aligned} u &= \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=-l}^l C_{lm} \cdot u_{lm} = \\ &= \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=-l}^l C_{lm} \cdot b_l(kr) \cdot P_l^{|m|}(\cos \vartheta) \cdot e^{im\alpha} \end{aligned} \quad (82)$$

15 mit den konstanten Koeffizienten C_{lm} .

KUGELFLÄCHENFUNKTIONEN

Werden die winkelabhängigen Terme $P_l^{|m|}(\cos \vartheta)$ und $e^{im\alpha}$ aus Gleichung (82) zusammengefaßt, so ergeben sich die

20 sogenannten Kugelflächenfunktionen $Y_l^m(\vartheta, \alpha)$. Mit einem geeigneten Normierungsfaktor versehen, folgt deren Definition zu

$$Y_l^m(\vartheta, \alpha) := \sqrt{\frac{2l+1}{4\pi} \frac{(1-m)!}{(1+m)!}} \cdot P_l^m(\cos \vartheta) \cdot e^{im\alpha} \quad (83)$$

25

für $0 \leq m \leq l$. Kugelflächenfunktionen mit $m < 0$ lassen sich über eine Symmetriebeziehung

$$Y_1^{-m}(\vartheta, \alpha) = (-1)^m Y_1^m(\vartheta, \alpha)^* \quad (84)$$

definieren. Damit gilt eine Orthonormalitätsbedingung

5

$$\iint_{\Omega} Y_1^m(\vartheta, \alpha) \cdot Y_1^{m'}(\vartheta, \alpha)^* da = \delta_{11'} \cdot \delta_{mm'} \quad (85)$$

wobei

10 Ω eine Oberfläche einer Einheitskugel,
 δ ein Kronecker-Symbol mit der Definition

$$\delta_{11'} = \begin{cases} 1 & \text{für } 1 = 1' \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (86)$$

bezeichnen.

15

Die Kugelflächenfunktionen bilden auf Ω einen vollständigen Satz orthonormaler Funktionen bzgl. der Indizes l und m . Eine der wichtigsten Eigenschaften der Kugelflächenfunktionen ist die daraus folgende Tatsache, daß sich jede beschränkte Funktion $g(\vartheta, \alpha)$ in eine Reihe nach den Kugelflächenfunktionen $Y_1^m(\vartheta, \alpha)$ entwickeln läßt:

$$g(\vartheta, \alpha) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=-l}^l C_{lm} \cdot Y_l^m(\vartheta, \alpha) \quad (87)$$

25 Die Koeffizienten C_{lm} werden, unter Berücksichtigung der Gleichung (85), bestimmt über die Beziehung

$$C_{lm} = \iint_{\Omega} g(\vartheta, \alpha) \cdot Y_l^m(\vartheta, \alpha)^* da \quad (88)$$

30 Die Kugelflächenfunktionen nullter bis zweiter Ordnung lauten:

43

$$y_0^0 = \frac{1}{\sqrt{4\pi}}$$

$$y_2^{-2} = \sqrt{\frac{15}{32\pi}} \cdot \sin^2 \vartheta \cdot e^{-i2\alpha}$$

$$y_2^{-1} = \sqrt{\frac{15}{8\pi}} \cdot \sin \vartheta \cdot \cos \vartheta \cdot e^{-i\alpha}$$

5

$$y_1^{-1} = \sqrt{\frac{3}{8\pi}} \cdot \sin \vartheta \cdot e^{-i\alpha}$$

$$y_2^0 = \sqrt{\frac{5}{4\pi}} \cdot \left(\frac{3}{2} \cos^2 \vartheta - \frac{1}{2} \right)$$

$$y_1^0 = \sqrt{\frac{3}{4\pi}} \cdot \cos \vartheta$$

$$y_2^1 = -\sqrt{\frac{15}{8\pi}} \cdot \sin \vartheta \cdot \cos \vartheta \cdot e^{i\alpha}$$

$$y_1^1 = -\sqrt{\frac{3}{8\pi}} \cdot \sin \vartheta \cdot e^{i\alpha}$$

$$y_2^2 = \sqrt{\frac{15}{32\pi}} \cdot \sin^2 \vartheta \cdot e^{i2\alpha}$$

10

ADDITIONSTHEOREM DER GREENSCHEN FUNKTION

Die Greensche Funktion

$$G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = \frac{e^{-ikR}}{R} \quad \text{mit } R = \|\mathbf{r} - \mathbf{r}'\| \quad (89)$$

15

beschreibt bis auf einen konstanten Faktor das retardierte Potential einer schwingenden Punktladung, die sich an einem Ort \mathbf{r}' befindet. Die Entwicklung der Greenschen Funktion in sphärische Lösungen der Helmholtz-Gleichung hat folgende

20

Form:

$$\frac{e^{-ikR}}{R} = \begin{cases} -4\pi i k \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=-l}^l j_l(kr') y_l^m(\vartheta', \alpha') h_l^{(2)}(kr) y_l^m(\vartheta, \alpha)^* & \forall r > r' \\ -4\pi i k \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=-l}^l h_l^{(2)}(kr') y_l^m(\vartheta', \alpha') j_l(kr) y_l^m(\vartheta, \alpha)^* & \forall r < r' \end{cases} \quad (90).$$

MULTIPOLENTWICKLUNGEN

Mit Hilfe der Gleichung (90) läßt sich die Multipolentwicklung der retardierten Potentiale \mathbf{A} und φ herleiten. Dazu wird Gleichung (90) in die Gleichungen (14a) und (14b) eingesetzt und die Reihenfolge von Integration und Summation vertauscht. Eine derartige Umformung ist zulässig, da der Sonderfall $\mathbf{r}=\mathbf{r}'$ bereits in Gleichung (90) ausgeschlossen wurde. Die Entwicklung des Vektorpotentials \mathbf{A} erfolgt durch separates Anwenden von Gleichung (90) auf die drei kartesischen Komponenten A_x , A_y und A_z .

Je nach Lage der Beobachter- und Quellpunkte ergeben sich unterschiedliche Arten von Multipolentwicklungen. Die in Fig. 9a skizzierte Anordnung mit $r > r'$ führt zur sogenannten globalen Multipolentwicklung, bei der die Wirkung einer lokalen Quellverteilung G nach außen in Form einer Multipolentwicklung dargestellt wird. Die beiden skizzierten Kreise mit den Radien d und D geben die Grenzen für ein Nahfeld (kleiner als Radius d) und ein Fernfeld (größer als Radius D) an.

Die entsprechenden Reihenentwicklungen für die retardierten Potentiale ergeben sich zu

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = -ik\mu_0 \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=-l}^l \mathbf{a}_{lm}^g h_l^{(2)}(kr) Y_l^m(\vartheta, \alpha)^* \quad (91a),$$

$$\varphi(\mathbf{r}) = -\frac{ik}{\epsilon_0} \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=-l}^l p_{lm}^g h_l^{(2)}(kr) Y_l^m(\vartheta, \alpha)^*$$

wobei sich die globalen Multipolkoeffizienten \mathbf{a}_{lm}^g und p_{lm}^g über die Beziehungen

$$\mathbf{a}_{lm}^g = \iiint_G \mathbf{J}(\mathbf{r}') j_l(kr') Y_l^m(\vartheta', \alpha') dV'$$

(91b)

$$p_{lm}^g = \iiint_G \rho(\mathbf{r}') j_l(kr') Y_l^m(\vartheta', \alpha') dV'$$

5 berechnen lassen. Zur einfacheren Schreibweise wurden die drei skalaren Multipolkoeffizienten von \mathbf{A} zu vektoriellen Koeffizienten \mathbf{a}_{mn} zusammengefaßt.

10 Der in Fig. 9b skizzierte Fall, bei dem sich die Beobachterpunkte näher am Koordinatenursprung befinden als die Quellpunkte, d.h. $r < r'$, führt zu einer lokalen Multipolentwicklung. Hierbei wird die Wirkung einer genügend weit entfernten Quellverteilung G lokal entwickelt. Für die retardierten Potentiale \mathbf{A} und ϕ folgt

$$15 \quad \mathbf{A}(\mathbf{r}) = -ik\mu_0 \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=-l}^l \mathbf{a}_{lm}^1 j_l(kr) Y_l^m(\vartheta, \alpha)^* \quad (92a)$$

$$\phi(\mathbf{r}) = -\frac{ik}{\epsilon_0} \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=-l}^l p_{lm}^1 j_l(kr) Y_l^m(\vartheta, \alpha)^*$$

mit den lokalen Multipolkoeffizienten

$$20 \quad \mathbf{a}_{lm}^1 = \iiint_G \mathbf{J}(\mathbf{r}') h_l^{(2)}(kr') Y_l^m(\vartheta', \alpha') dV' \quad (92b)$$

$$p_{lm}^1 = \iiint_G \rho(\mathbf{r}') h_l^{(2)}(kr') Y_l^m(\vartheta', \alpha') dV'$$

25 Im Rahmen einer programmtechnischen Realisierung werden die Reihenentwicklungen (91a) und (92a) nach einer endlichen Anzahl von Termen abgebrochen. Gilt für den äußeren Summationsindex $l=0, 1, \dots, L$, so kann durch vollständige Induktion gezeigt werden, daß die sich ergebenden
30 Multipolentwicklungen L -ter Ordnung stets $(L+1)^2$ Terme

umfassen. Zur Multipolentwicklung der retardierten Potentiale A, φ bis zur L -ten Ordnung werden somit insgesamt $4(L+1)^2$ skalare Koeffizienten benötigt.

- 5 Entsprechend dem Wert von l werden die wichtigsten Multipolkoeffizienten üblicherweise als

- 10 $l=0$: Monopolkoeffizient
 $l=1$: Dipolkoeffizient
 $l=2$: Quadrupolkoeffizient
 $l=3$: Oktupolkoeffizient
 $l=4$: Hexadekupolkoeffizient, usw.

bezeichnet.

15

- Gemäß Fig.9a und Fig.9b wird das Beobachtergebiet von dem Quellgebiet durch zwei Kugelflächen mit den Radien d bzw. D abgegrenzt. Für $d \ll \lambda$ orientiert sich die Konvergenz der Multipolentwicklungen am statischen Fall und hängt im wesentlichen vom Verhältnis d/D ab. Die Reihen konvergieren um so besser, je kleiner d/D gewählt wird. Im Fall elektrisch großer Quellgebiete, d.h. d liegt im Bereich einer Wellenlänge oder darüber, bilden sich hingegen komplexe Interferenzmuster zu deren Erfassung vorzugsweise $L \geq kd$ gewählt wird.
- 20
25

MULTIPOLENTWICKLUNGEN DER TEILGEBIETE

- Im Rahmen einer schnellen Multipolmethode wird auf die oben beschriebene Unterteilung der zu untersuchenden Körper zurückgegriffen.
- 30

- In jedem aus der Unterteilung hervorgehenden Teilgebiet wird eine eigenständige globale und lokale Multipolentwicklung angesetzt, d.h. für jede Indexmenge der Freiheitsgrade F_w existiert sowohl eine Reihe globaler Multipolkoeffizienten
- 35

a_{lm}^g , p_{lm}^g als auch eine Reihe entsprechender lokaler Multipolkoeffizienten a_{lm}^l , p_{lm}^l . Die Multipolentwicklungen werden dabei bezüglich des jeweiligen Würfelmittelpunkts \mathbf{r}_w^C durchgeführt.

5

Wird die Darstellung der Stromverteilung mit Hilfe der Basisfunktion $\bar{\psi}_n$ (siehe die Gleichungen (29a) und (29b)) in die Gleichungen (91a,b) und (92a,b) eingesetzt, so folgt für die globalen Multipolentwicklungen in den einzelnen

10

Teilgebieten

$$\mathbf{A}_w(\mathbf{r}) = -ik\mu_0 \sum_{l=0}^L \sum_{m=-l}^l a_{lm,w}^l h_l^{(2)}(k\tilde{r}) Y_l^m(\tilde{\mathfrak{g}}, \tilde{\alpha})^* \quad (93a)$$

$$\varphi_w(\mathbf{r}) = -\frac{k}{w\epsilon_0} \sum_{l=0}^L \sum_{m=-l}^l p_{lm,w}^g h_l^{(2)}(k\tilde{r}) Y_l^m(\tilde{\mathfrak{g}}, \tilde{\alpha})^*$$

15

mit den globalen Multipolkoeffizienten

$$a_{lm,w}^g = \sum_{n \in F_w} I_n \iint_{S_n} \bar{\psi}_n(\mathbf{r}') j_l(k\tilde{r}') Y_l^m(\tilde{\mathfrak{g}}', \tilde{\alpha}') da' \quad (93b)$$

$$p_{lm,w}^g = \sum_{n \in F_w} I_n \iint_{S_n} \nabla_{S'} \cdot \bar{\psi}_n(\mathbf{r}') j_l(k\tilde{r}') Y_l^m(\tilde{\mathfrak{g}}', \tilde{\alpha}') da'$$

und für die lokalen Multipolentwicklungen in den einzelnen Teilgebieten

25

$$\mathbf{A}_w(\mathbf{r}) = -ik\mu_0 \sum_{l=0}^L \sum_{m=-l}^l a_{lm,w}^l j_l(k\tilde{r}) Y_l^m(\tilde{\mathfrak{g}}, \tilde{\alpha})^* \quad (94a)$$

$$\varphi_w(\mathbf{r}) = -\frac{k}{w\epsilon_0} \sum_{l=0}^L \sum_{m=-l}^l p_{lm,w}^l j_l(k\tilde{r}) Y_l^m(\tilde{\mathfrak{g}}, \tilde{\alpha})^*$$

mit den lokalen Multipolkoeffizienten

$$a_{1m,w}^1 = \sum_{n \in F_w \setminus N_w} I_n \iint_{S_n} \bar{\psi}_n(\mathbf{r}') h_1^{(2)}(k\mathbf{r}') Y_1^m(\vartheta', \alpha') da' \quad (94b).$$

$$5 \quad p_{1m,w}^1 = \sum_{n \in F_w \setminus N_w} I_n \iint_{S_n} \nabla_{S'} \cdot \bar{\psi}_n(\mathbf{r}') h_1^{(2)}(k\mathbf{r}') Y_1^m(\vartheta', \alpha') da'$$

Die Tilde über den Kugelkoordinaten r , ϑ und α deutet an, daß es sich hierbei um lokale Koordinaten bezüglich des jeweiligen Würfelmittelpunkts \mathbf{r}_w^C handelt. Bei Bestimmung der
 10 lokalen Multipolkoeffizienten in Gleichung (94b) wurden Quellgebiete berücksichtigt, die außerhalb der Nachbargebiete liegen, d.h. $n \in F \setminus N_w$.

Da die zu untersuchenden Körper im Bereich der EMV-Simulation
 15 (Leiterplatten, Verkabelungen, etc.) vorzugsweise auf kleine Teilgebiete führen, wird das Konvergenzverhalten der Reihenentwicklungen aus den Gleichungen (93a) und (94a) vorwiegend durch das Verhältnis d/D bestimmt. Für den Fall, daß die globalen Multipolentwicklungen (93a) außerhalb der
 20 Nachbargebiete ausgewertet werden, gilt bei würfelförmigen Teilgebieten in drei Raumdimensionen sowohl für die globalen als auch für die lokalen Entwicklungen

$$\frac{d}{D} = \frac{1}{\sqrt{3}}.$$

25

STABILITÄTSPROBLEME BEI TIEFEN FREQUENZEN

Erfolgt die Einteilung des zu untersuchenden Körpers nach Freiheitsgraden bzw. nach Basisfunktionen, so können bei tiefen Frequenzen Instabilitäten bezüglich der globalen
 30 Multipolentwicklung des elektrischen Skalarpotentials φ auftreten.

Fig.10 verdeutlicht die Problematik am Beispiel einer einfachen Leiterschleife, deren Skalarpotential durch vier globale Multipolentwicklungen dargestellt werden soll

- 5 (Fig.10a). Mit fallender Frequenz verschwindet die Gesamtladung auf der Leiteroberfläche, da sich eine zunehmend gleichmäßigere Stromverteilung einstellen wird. Gleichzeitig wachsen jedoch aufgrund der Kontinuitätsgleichung die Ladungen in den einzelnen
- 10 Basisfunktionen mit $1/\omega$ (vergleiche Gleichung (29b)). Solange sich die Basisfunktionen überlappen, können sich die Ladungen gegenseitig auslöschen und die Forderung nach einer verschwindenden Gesamtladung erfüllen. Durch das
- 15 "Auseinanderziehen" der Basisfunktionen bleiben jedoch auf den Grenzelementen Ladungen bestehen, die sich nicht mehr gegenseitig kompensieren können, da sie unterschiedlichen Multipolen zugeordnet sind (siehe Fig.10b). Wird die Multipolentwicklung von ϕ nach endlich vielen Termen abgebrochen, so ergeben sich Abbruchfehler, die mit fallender
- 20 Frequenz zunehmend Probleme verursachen.

Abhilfe wird dadurch geschaffen, daß den Ladungen Gelegenheit zur Auslöschung gegeben wird, bevor die eigentlichen Multipolentwicklungen durchgeführt werden. Eine mögliche programmtechnische Realisierung besteht darin, sämtliche globale Multipolentwicklungen nach Elementen anstatt nach Basisfunktionen durchzuführen.

DIE SCHNELLE MULTIPOLMETHODE (FMM)

- 30 Die schnelle Multipolmethode, nachfolgend als FMM (engl.: fast multiple method) bezeichnet, ist z.B. aus [4] bekannt. Sämtliche Implementierungen der FMM für den dynamischen Fall eignen sich für Streuprobleme, bei denen Teilgebiete wesentlich größer sind als die Wellenlänge. Bei derartigen
- 35 Problemen ist eine hohe Ordnung der verwendeten

Multipolentwicklungen notwendig. Ein wesentlicher Nachteil bei diesem Formalismus ergibt sich aus der Eigenschaft, daß die Multipolkoeffizienten nicht explizit berechnet werden. Anstelle der expliziten Berechnung wird die zu entwickelnde
5 Funktion an diskreten Punkten auf einer umgebenden Kugelfläche "abgetastet", woraufhin die Testwerte unmittelbar weiterverarbeitet werden. Da eine Unterdrückung der Multipolterme höherer Ordnung dabei nicht ohne weiteres möglich ist, können störende Aliasing-Effekte auftreten,
10 welche unter Umständen zu Fehlern in den Multipolentwicklungen führen.

Das hier vorgestellte Verfahren eignet sich insbesondere zur Simulation von Streuproblemen, bei denen die geometrischen
15 Strukturen der Modelle und damit auch die Dimensionen der Teilgebiete kleiner als die Wellenlänge sind. Unter derartigen Voraussetzungen bleiben die Interferenzeffekte begrenzt, so daß bereits wenige Multipolkoeffizienten zur Beschreibung von Potentialen bzw. Feldstärken ausreichen. Mit
20 dem hier beschriebenen Stabilisierungsverfahren verhält sich das Verfahren auch für tiefe Frequenzen stabil.

Besonders interessant ist der Einsatz der schnellen Multipolmethode im Bereich von strahlungsgebundenen EMV-
25 Problemen. Die zu simulierenden Messungen werden vorzugsweise auf einige dB genau durchgeführt.

Bei Anwendung der beschriebenen iterativen Lösungsverfahren auf voll besetzte Gleichungssysteme ergibt sich durch das zu
30 berechnende Matrix-Vektor-Produkt vorzugsweise eine Komplexität von $O(N^2)$ Fließkommaoperationen pro Iterationsschritt. Der Einsatz der FMM ermöglicht hingegen, aufgrund der besonderen Struktur der zugrundeliegenden Integralgleichungen das Matrix-Vektor-Produkt und damit auch
35 einen Iterationsschritt in weniger als $O(N^2)$ Fließkommaoperationen durchzuführen.

Ausgegangen wird von einer komprimierten Darstellung der Matrix \mathbf{Z} in der Form

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Z}' + \mathbf{L}\mathbf{T}\mathbf{G} \quad (95),$$

5

wobei

\mathbf{Z}' denjenigen Teil der Matrix \mathbf{Z} , der die Kopplung zwischen benachbarten Teilgebieten beschreibt,

$\mathbf{L}\mathbf{T}\mathbf{G}$ den restlichen Teil der Matrix \mathbf{Z} , der die Kopplung zwischen weit entfernten Teilgebieten beschreibt, d.h. $i \in F_w, j \in F \setminus N_w$

bezeichnen.

Für den Fall, daß auf die oben erläuterten Stabilisierungsmaßnahmen (siehe Kapitel: Stabilitätsprobleme bei tiefen Frequenzen) verzichtet wird, bestimmt sich die Matrix \mathbf{Z}' gemäß

$$Z'_{ij} = \begin{cases} Z_{ij} & \text{für } i \in F_w, j \in N_w \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (96).$$

20

Im stabilisierten Fall treten zusätzliche Korrekturterme auf.

In Fig.11 ist ein Beobachtergebiet BG der Indexmenge F_w dargestellt, das von Nachbargebieten NG der Indexmenge N_w umgeben ist. Die Nachbargebiete NG sind somit direkt gekoppelt. Weit entfernte Gebiete WEG sind als indirekte Kopplungen zum Beobachtergebiet BG dargestellt. Globale Multipolentwicklungen GMPE werden in Gebieten mit einem Kreuz durchgeführt, wohingegen die lokale Multipolentwicklung in dem Beobachtergebiet BG durchgeführt wird.

30

Nachfolgend werden die globalen Multipolkoeffizienten $a_{lm,w}^g$, $p_{lm,w}^g$ der einzelnen Teilgebiete in einem Vektor \mathbf{c}^g zusammengefaßt. Analog dazu umfaßt ein Vektor \mathbf{c}^l alle lokalen

Multipolkoeffizienten $a_{lm,w}^1$, $p_{lm,w}^1$. Die Nachbargebiete in Fig.11 bleiben im Rahmen der lokalen Multipolentwicklung unberücksichtigt, da die entsprechenden Beiträge bereits in der Matrix Z' enthalten sind. Werden die

- 5 Multipolentwicklungen bis zur L-ten Ordnung durchgeführt, so gilt im Fall von W Teilgebieten

$$c^g, c^l \in C^{4W(L+1)^2}.$$

- 10 Die Vektoren c^g und c^l berechnen sich über die Beziehungen

$$c^g = G \cdot I \quad (97a)$$

$$c^l = T \cdot c^g = T \cdot G \cdot I \quad (97b),$$

15

d.h. die Matrix G ermöglicht die Bestimmung der globalen Multipolentwicklungen in den Teilgebieten für eine gegebene Stromverteilung I . Anschließend berechnet die sogenannte Translationsmatrix T daraus die lokalen Multipolkoeffizienten

- 20 c^l . Die Translationsmatrix T sammelt die in Fig.11 durch Kreuze dargestellten globalen Multipolentwicklungen in einer lokalen Multipolentwicklung. Schließlich werden die lokalen Multipolentwicklungen mit Hilfe der Matrix L an den Beobachterpunkten ausgewertet und zu den Nachbarbeiträgen
25 addiert:

$$ZI = Z'I + Lc^l \quad (98).$$

- Im nicht stabilisierten Fall sind die Matrizen G und L
30 Blockdiagonalmatrizen, wobei die einzelnen Diagonalblöcke die Multipolentwicklungen der Teilgebiete mit den darin enthaltenen Basisfunktionen verknüpfen. Beziehungen zur Berechnung der Matrixelemente von G folgen unmittelbar aus der globalen Multipolentwicklung gemäß den Gleichungen
35 (93a,b). Die gesuchten Matrixelemente entsprechen den in

Gleichung (93b) auftretenden Integraltermen. Beziehungen zur Berechnung der Matrixelemente von L ergeben sich durch Einsetzen der Gleichung (94a) in die Gewichtungsgleichung (34). Hierbei wird vorzugsweise beachtet, daß die Größen A , φ
5 aus Gleichung (34) durch die Beiträge der jeweiligen Teilgebiete A_w , φ_w zu ersetzen sind.

Impedanzbehaftete Elemente lassen sich gemäß der oben beschriebenen Vorgehensweise berücksichtigen. Da sich
10 lediglich für benachbarte Elemente Korrekturterme ergeben, bleiben durchzuführende Modifikationen auf die Matrix Z' beschränkt.

Die Berechnung der Translationsmatrix T wird nachfolgend
15 beschrieben.

TRANSLATIONSOPERATOREN

Zur eindeutigen Charakterisierung einer Multipolentwicklung gehört neben den einzelnen Multipolkoeffizienten die
20 Spezifikation des Koordinatensystems, bezüglich dessen die Entwicklung durchgeführt worden ist. Die Multipolkoeffizienten sind dabei unmittelbar sowohl vom Entwicklungszentrum (Koordinatenursprung) als auch von der Definition der Winkelgrößen ϑ und α (Orientierung der
25 Koordinatenachsen) abhängig.

Die im Rahmen der schnellen Multipolmethode benötigten Operatoren zur Umrechnung der Koeffizienten einer gegebenen Multipolentwicklung auf ein neues Koordinatensystem sind
30 Translationsoperatoren, da die Orientierung der Koordinatenachsen, im Gegensatz zu den sogenannten Rotationsoperatoren, erhalten bleibt. Falls die Multipolentwicklungen nach endlich vielen Koeffizienten abgebrochen werden, lassen sich die gesuchten

Translationsoperatoren in Form voll besetzter quadratischer Translationsmatrizen angeben.

Die nachfolgend verwendeten geometrischen Größen sind zur Veranschaulichung in **Fig.12** dargestellt. Der Ortsvektor eines Punktes P wird im alten Koordinatensystem mit $\tilde{\mathbf{r}} = (\tilde{r}, \tilde{\vartheta}, \tilde{\alpha})$ und im neuen Koordinatensystem mit $\mathbf{r} = (r, \vartheta, \alpha)$ bezeichnet.

Weiterhin wird der alte Koordinatenursprung $\tilde{\mathbf{O}}$ durch den Ortsvektor $\mathbf{r}' = (r', \vartheta', \alpha')$ im neuen Koordinatensystem eindeutig festgelegt. Die Translation erfolgt damit in negativer \mathbf{r}' -Richtung. Hier werden vorzugsweise solche Translationsoperatoren betrachtet, die eine gegebene globale Multipolentwicklung in eine neue lokale Multipolentwicklung umrechnen, also $r < r'$.

Ausgegangen wird bei der Herleitung der gesuchten Translationsoperatoren von dem Additionstheorem der Greenschen Funktion (siehe Gleichung (90)), woraus sich die Beziehung

$$h_0^{(2)}(k\tilde{r}) y_0^0(\tilde{\vartheta}, \tilde{\alpha}) = \sqrt{4\pi} \sum_{l=0}^L \sum_{m=-l}^l h_l^{(2)}(kr') y_l^m(\vartheta', \alpha') j_l(kr) y_l^m(\vartheta, \alpha)^* \quad (99)$$

zur Translation von globalen Monopoltermen ($l=m=0$) ergibt.

Hierbei sind die Identitäten

$$h_0^{(2)}(k\tilde{r}) = i \frac{e^{-ik\tilde{r}}}{k\tilde{r}} \quad \text{und} \quad y_0^0(\tilde{\vartheta}, \tilde{\alpha}) = \frac{1}{\sqrt{4\pi}}$$

berücksichtigt worden. Die Tatsache, daß Gleichung (99) die gewünschte Translation beschreibt, läßt sich daran zeigen, daß auf der linken Seite der alte Monopolterm steht, der durch eine Überlagerung aus neuen lokalen Multipoltermen ersetzt werden kann. Die einzelnen Vorfaktoren

$$\sqrt{4\pi} h_1^{(2)}(kr') Y_1^m(\vartheta', \alpha')$$

hängen nur vom Translationsvektor \mathbf{r}' ab und können im voraus
berechnet und in der ersten Spalte der Translationsmatrix
5 abgelegt werden.

Für eine programmtechnische Realisierung werden vorzugsweise
die gesuchten Operatoren rekursiv durch sukzessive
Differentiation der Gleichung (99) bestimmt.

10

Zur Beschreibung der benötigten Differentiationsbeziehungen
werden zunächst die Differentialoperatoren

$$\partial_+ = \frac{\partial}{\partial x} + i \cdot \frac{\partial}{\partial y} \quad (100a)$$

15

$$\partial_- = \frac{\partial}{\partial x} - i \cdot \frac{\partial}{\partial y} \quad (100b)$$

$$\partial_z = \frac{\partial}{\partial z} \quad (100c)$$

20 eingeführt. Damit gilt beispielsweise

$$\partial_+ \left[h_0^{(2)}(kr) Y_0^0(\vartheta, \alpha) \right] = \sqrt{\frac{2}{3}} k h_1^{(2)}(kr) Y_1^1(\vartheta, \alpha) \quad (101a)$$

$$\partial_- \left[h_0^{(2)}(kr) Y_0^0(\vartheta, \alpha) \right] = -\sqrt{\frac{2}{3}} k h_1^{(2)}(kr) Y_1^{-1}(\vartheta, \alpha) \quad (101b)$$

25

$$\partial_z \left[h_0^{(2)}(kr) Y_0^0(\vartheta, \alpha) \right] = -\sqrt{\frac{1}{3}} k h_1^{(2)}(kr) Y_1^0(\vartheta, \alpha) \quad (101c),$$

d.h. Multipolterme erster Ordnung (Dipole) lassen sich direkt
durch geeignetes Differenzieren des Monopolterms herleiten.

30 Entsprechende Beziehungen für Multipolterme höherer Ordnung
werden im nachfolgend hergeleitet.

Für sphärische Hankel-Funktionen lassen sich die elementaren Differentiationsbeziehungen

$$5 \quad \partial_+ \left[r^{1+1} h_1^{(2)}(kr) \right] = kr^{1+1} h_{1-1}^{(2)}(kr) \sin \vartheta e^{i\alpha} \quad (102a)$$

$$\partial_- \left[r^{1+1} h_1^{(2)}(kr) \right] = kr^{1+1} h_{1-1}^{(2)}(kr) \sin \vartheta e^{-i\alpha} \quad (102b)$$

$$\partial_z \left[r^{1+1} h_1^{(2)}(kr) \right] = kr^{1+1} h_{1-1}^{(2)}(kr) \cos \vartheta \quad (102c)$$

10

zeigen. Entsprechendes gilt für Kugelflächenfunktionen

$$\partial_+ \left[\frac{y_1^m(\vartheta, \alpha)}{r^{1+1}} \right] = a_1^m(2l+1) \frac{y_{1+1}^{m+1}(\vartheta, \alpha)}{r^{1+2}} \quad (103a)$$

$$15 \quad \partial_- \left[\frac{y_1^m(\vartheta, \alpha)}{r^{1+1}} \right] = -b_1^m(2l+1) \frac{y_{1+1}^{m-1}(\vartheta, \alpha)}{r^{1+2}} \quad (103b)$$

$$\partial_z \left[\frac{y_1^m(\vartheta, \alpha)}{r^{1+1}} \right] = -c_1^m(2l+1) \frac{y_{1+1}^m(\vartheta, \alpha)}{r^{1+2}} \quad (103c)$$

mit den konstanten Koeffizienten

20

$$a_1^m = \sqrt{\frac{(1+m+1)(1+m+2)}{(2l+1)(2l+3)}} \quad (104a)$$

$$b_1^m = \sqrt{\frac{(1-m+1)(1-m+2)}{(2l+1)(2l+3)}} \quad (104b)$$

$$25 \quad c_1^m = \sqrt{\frac{(1+m+1)(1-m+1)}{(2l+1)(2l+3)}} \quad (104c),$$

die sich aufgrund des Normierungsfaktors aus der Definition der Kugelflächenfunktionen (siehe Gleichung (83)) ergeben. Durch die Kombination von Gleichungen (102a-c) mit Gleichungen (103a-c) folgen die Differentiationsbeziehungen für Multipolterme höherer Ordnung

$$\partial_+ \left[h_1^{(2)}(kr) Y_1^m(\vartheta, \alpha) \right] = a_1^m (2l + 1) \frac{h_1^{(2)}(kr)}{r} Y_{1+1}^{m+1}(\vartheta, \alpha) + kh_{1-1}^{(2)}(kr) \sin \vartheta e^{i\alpha} Y_1^m(\vartheta, \alpha) \quad (105a)$$

$$\partial_- \left[h_1^{(2)}(kr) Y_1^m(\vartheta, \alpha) \right] = -b_1^m (2l + 1) \frac{h_1^{(2)}(kr)}{r} Y_{1+1}^{m-1}(\vartheta, \alpha) + kh_{1-1}^{(2)}(kr) \sin \vartheta e^{-i\alpha} Y_1^m(\vartheta, \alpha) \quad (105b)$$

$$\partial_z \left[h_1^{(2)}(kr) Y_1^m(\vartheta, \alpha) \right] = -c_1^m (2l + 1) \frac{h_1^{(2)}(kr)}{r} Y_{1+1}^m(\vartheta, \alpha) + kh_{1-1}^{(2)}(kr) \cos \vartheta Y_1^m(\vartheta, \alpha) \quad (105c),$$

15

die sich mit Hilfe der Rekursionsbeziehung für sphärische Hankel-Funktionen

$$h_{1-1}^{(2)}(kr) + h_{1+1}^{(2)}(kr) = (2l + 1) \frac{h_1^{(2)}(kr)}{kr} \quad (106)$$

20

sowie den Rekursionsbeziehungen für Kugelflächenfunktionen

$$\sin \vartheta e^{i\alpha} Y_1^m(\vartheta, \alpha) = a_{1-1}^{-m-1} \cdot Y_{1-1}^{m+1}(\vartheta, \alpha) - a_1^m \cdot Y_{1+1}^{m+1}(\vartheta, \alpha) \quad (107a)$$

25

$$\sin \vartheta e^{-i\alpha} Y_1^m(\vartheta, \alpha) = -b_{1-1}^{-m+1} \cdot Y_{1-1}^{m-1}(\vartheta, \alpha) - b_1^m \cdot Y_{1+1}^{m-1}(\vartheta, \alpha) \quad (107b)$$

$$\cos \vartheta Y_1^m(\vartheta, \alpha) = c_{1-1}^m \cdot Y_{1-1}^m(\vartheta, \alpha) - c_1^m \cdot Y_{1+1}^m(\vartheta, \alpha) \quad (107c)$$

weiter umformen lassen. Dabei ergeben sich schließlich die symmetrischen Differentiationsbeziehungen

$$\begin{aligned} \partial_+ \left[h_1^{(2)}(kr) Y_1^m(\vartheta, \alpha) \right] &= a_1^m k h_{1+1}^{(2)} Y_{1+1}^{m+1}(\vartheta, \alpha) + \\ &+ a_{1-1}^{-m-1} k h_{1-1}^{(2)}(kr) Y_{1-1}^{m+1}(\vartheta, \alpha) \end{aligned} \quad (108a)$$

$$\begin{aligned} \partial_- \left[h_1^{(2)}(kr) Y_1^m(\vartheta, \alpha) \right] &= -b_1^m k h_{1+1}^{(2)} Y_{1+1}^{m-1}(\vartheta, \alpha) - \\ &- b_{1-1}^{-m+1} k h_{1-1}^{(2)}(kr) Y_{1-1}^{m-1}(\vartheta, \alpha) \end{aligned} \quad (108b)$$

$$\begin{aligned} \partial_z \left[h_1^{(2)}(kr) Y_1^m(\vartheta, \alpha) \right] &= -c_1^m k h_{1+1}^{(2)} Y_{1+1}^m(\vartheta, \alpha) + \\ &+ c_{1-1}^m k h_{1-1}^{(2)}(kr) Y_{1-1}^m(\vartheta, \alpha) \end{aligned} \quad (108c)$$

mit deren Hilfe sich die gesuchten Translationsoperatoren berechnen lassen. Hierzu wird durch sukzessives Differenzieren von Gleichung (99) bezüglich der Koordinaten r', ϑ', α' von Translationsoperatoren (1-1)-ter und 1-ter Ordnung auf Translationsoperatoren (1+1)-ter Ordnung geschlossen. Dabei sei beachtet, daß $\tilde{\partial} = -\partial'$ gilt.

MEHRSTUFIGE ALGORITHMEN

Neben der beschriebenen einstufigen FMM existieren diverse mehrstufige Varianten, bei denen Teilgebiete unterschiedlicher Größe verwendet werden. Zur Veranschaulichung sind in **Fig.13** relevante Teilgebiete für den Fall einer zweistufigen FMM-Variante dargestellt.

In Fig.13 ist ein Beobachtergebiet BG der Indexmenge F_w dargestellt, das von Nachbargebieten NG der Indexmenge N_w umgeben ist. Die Nachbargebiete NG sind somit direkt gekoppelt. Weit entfernte Gebiete WEG sind als indirekte

Kopplungen zum Beobachtergebiet BG dargestellt. Globale Multipolentwicklungen GMPE werden in Gebieten mit einem Kreuz durchgeführt, wohingegen die lokale Multipolentwicklung in dem Beobachtergebiet BG durchgeführt wird.

5

Die Größe der Teilgebiete wird bei mehrstufigen FMM- Algorithmen vorzugsweise proportional zum Abstand zwischen Beobachtergebiet und Quellgebiet bestimmt. Die Multipolentwicklungen auf den verschiedenen

10

Verfeinerungsebenen lassen sich mit Hilfe von speziellen Translationsoperatoren ineinander umrechnen, so daß vorteilhaft nicht für jedes Teilgebiet der hierarchischen Gebietsstruktur eine vollständige Multipolentwicklung durchgeführt wird.

15

Im dynamischen Fall werden vorzugsweise für größere Teilgebiete Multipolentwicklungen höherer Ordnung durchgeführt.

20

In **Fig.1** ist ein Blockdiagramm dargestellt, das Schritte eines Verfahrens zur Bestimmung des elektromagnetischen Feldes umfaßt. In einem Schritt 1a wird die globale Multipolentwicklung für den in Teilbereiche unterteilten zu untersuchenden Körper, wie oben beschrieben, durchgeführt. In einem Schritt 1b wird die lokale Multipolentwicklung für den in Teilbereiche unterteilten Körper durchgeführt. Schließlich wird in einem Schritt 1c durch eine Überlagerung aus der globalen und der lokalen Multipolentwicklung das elektromagnetische Feld des Körpers bestimmt.

30

Im Rahmen dieses Dokuments wurden folgende Veröffentlichungen zitiert:

- 5 [1] Sadasiva M. Raoi, Donald R. Wilton, Allen W. Glisson:
Electromagnetic Scattering by Surfaces of Arbitrary
Shape. IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol.30, No.3,
pp.409-418, May 1982.
- 10 [2] Ning Yan Zhu and Friedrich M. Landstofer: Application of
Curved Parametric Triangular and Quadrilateral Edge
Elements in the Moment Method Solution of the EFIE. IEEE
Microwave and Guided Wave Letters, Vol.3, No.9, pp.319-
321, September 1993.
- 15 [3] Youcef Saas and Martin H. Schultz: GMRES: A Generalized
Minimal Residual Algorithm for Solving Nonsymmetric
Linear Systems. SIAM J. Sci. Stat. Comp., Vol.7, No.3,
pp.856-869, July 1986.
- [4] V. Rokhlin: Rapid Solution of Integral Equations of
Classical Potential Theory. Journal of Computational
Physics, Vol.60, pp.187-207, 1985.

Patentansprüche

1. Rechnergestütztes Simulationsverfahren zur Bestimmung
eines elektromagnetischen Feldes eines Körpers, der
mehrere Teilgebiete umfaßt und mehrere Ladungen und
Ströme enthält,
a) bei dem in jedem der mehreren Teilgebiete eine globale
Multipolentwicklung, die die Wirkung der Ladungen und
Ströme für entfernte Punkte in Form einer
Multipolentwicklung darstellt, und eine lokale
Multipolentwicklung, die die Wirkung der Ladungen und
Ströme an Punkten innerhalb des jeden der mehreren
Teilgebiete in Form einer Multipolentwicklung
darstellt, durchgeführt werden,
b) bei dem durch eine Überlagerung aus der globalen
Multipolentwicklung und der lokalen
Multipolentwicklung der mehreren Teilgebiete das
elektromagnetische Feld des Körpers bestimmt wird.
2. Verfahren nach Anspruch 1,
bei dem bis zu einem vorgebar kleinen Fehlermaß folgende
Schritte zur Bestimmung des elektromagnetischen Feldes
des Körpers iterativ durchgeführt werden, wobei als eine
Anfangsbedingung $I = 0$ gilt:
a) Berechnung der globalen Multipolentwicklungen mit
globalen Multipolkoeffizienten gemäß

$$c^g = GI,$$

wobei

c^g ein Vektor ist, der die globalen
Multipolkoeffizienten der mehreren
Teilgebiete umfaßt,

I ein Vektor ist, der eine gegebene
Stromverteilung angibt,

G eine Matrix ist, die eine Bestimmung der
globalen Multipolkoeffizienten in dem einen

Teilgebiet der mehreren Teilgebiete für die
gegebene Stromverteilung I angibt;

- b) Berechnung der lokalen Multipolentwicklung mit lokalen
Multipolkoeffizienten gemäß

$$c^1 = Tc^g,$$

wobei

c^1 ein Vektor ist, der die lokalen
Multipolkoeffizienten der mehreren
Teilgebiete umfaßt,

T eine Translationsmatrix ist, durch die die
globalen Multipole in lokale Multipole
zusammengeführt werden;

- c) Bestimmung des elektromagnetischen Felds aus

$$ZI = Z'I + Lc^1,$$

wobei

Z eine Impedanzmatrix,

Z' einen Teil der Impedanzmatrix Z , der
Kopplungen zwischen den Teilgebieten
darstellt,

L eine Matrix zur Auswertung der lokalen
Multipolkoeffizienten,

bezeichnen.

3. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
bei dem die Teilgebiete gleich groß sind.

4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 oder 2,
wobei die Teilgebiete in ihrer Größe proportional zu
einer Entfernung von einem Beobachtergebiet sind.

5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
bei dem das eine Teilgebiet der mehreren Teilgebiete

jeweils einem Bereich mit einheitlicher physikalischer Eigenheit zugeordnet wird.

- 5 6. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
bei dem in einem Verfeinerungsschritt das Teilgebiet der
mehreren Teilgebiete in bis zu acht Bereiche aufgespalten
wird.
- 10 7. Verfahren nach einem der Ansprüche 2 bis 6,
bei dem ein impedanzbehaftetes Element, das ein
Bestandteil des Teilgebiets des Körpers ist, direkt in
der Matrix Z' als Impedanz berücksichtigt wird.
- 15 8. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
bei dem das elektromagnetische Feld für vorgebbare
Frequenzen bestimmt wird.
- 20 9. Verfahren nach Anspruch 8,
bei dem die vorgebbaren Frequenzen durch eine minimale
Frequenz und durch eine maximale Frequenz bestimmt sind,
wobei bei der minimalen Frequenz gestartet wird und bis
zu der maximalen Frequenz fortgesetzt mit einer
vorgebbaren Schrittweite jeweils das elektromagnetische
Feld bestimmt wird.
- 30 10. Verfahren nach Anspruch 8,
bei dem die vorgebbaren Frequenzen durch eine minimale
Frequenz und durch eine maximale Frequenz bestimmt sind,
wobei bei der minimalen Frequenz gestartet wird und bis
zu der maximalen Frequenz fortgesetzt mit einer
vorgebbaren Schrittweite jeweils das elektromagnetische
Feld bestimmt wird.
- 35 11. Verfahren nach Anspruch 8,
bei dem die vorgebbaren Frequenzen durch eine minimale
Frequenz und durch eine maximale Frequenz bestimmt sind,
wobei bei einer Frequenz zwischen der minimalen Frequenz

und der maximalen Frequenz gestartet wird und bis zu der maximalen Frequenz oder bis zu der minimalen Frequenz fortgesetzt mit einer vorgebbaren Schrittweite jeweils das elektromagnetische Feld bestimmt wird.

5

12. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem Stabilität bei tiefen Frequenzen gewährleistet wird, indem die globale Multipolentwicklungen elementweise anstatt nach Basisfunktionen durchgeführt werden.

10

13. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem eine elektromagnetische Verträglichkeit des Körpers bestimmt wird.

15

Zusammenfassung

Rechnergestütztes Simulationsverfahren zur Bestimmung eines elektromagnetischen Feldes eines Körpers, der mehrere
5 Teilgebiete umfaßt und mehrere Ladungen und Ströme enthält

Das Verfahren ermöglicht die Bestimmung eines elektromagnetischen Feldes eines Körpers, indem dieser Körper in Teilbereiche unterteilt wird und für die Teilbereiche
10 Multipolentwicklungen durchgeführt werden, die überlagert das elektromagnetische (Gesamt-)Feld ergeben. Die sich ergebenden Differentialgleichungen für die Teilbereiche werden in Matrixform angetragen und numerisch gelöst. Anwendung ist
u.a. die Bestimmung der elektromagnetischen Verträglichkeit
15 (EMV) eines Körpers.

Figur 1

FIG 1

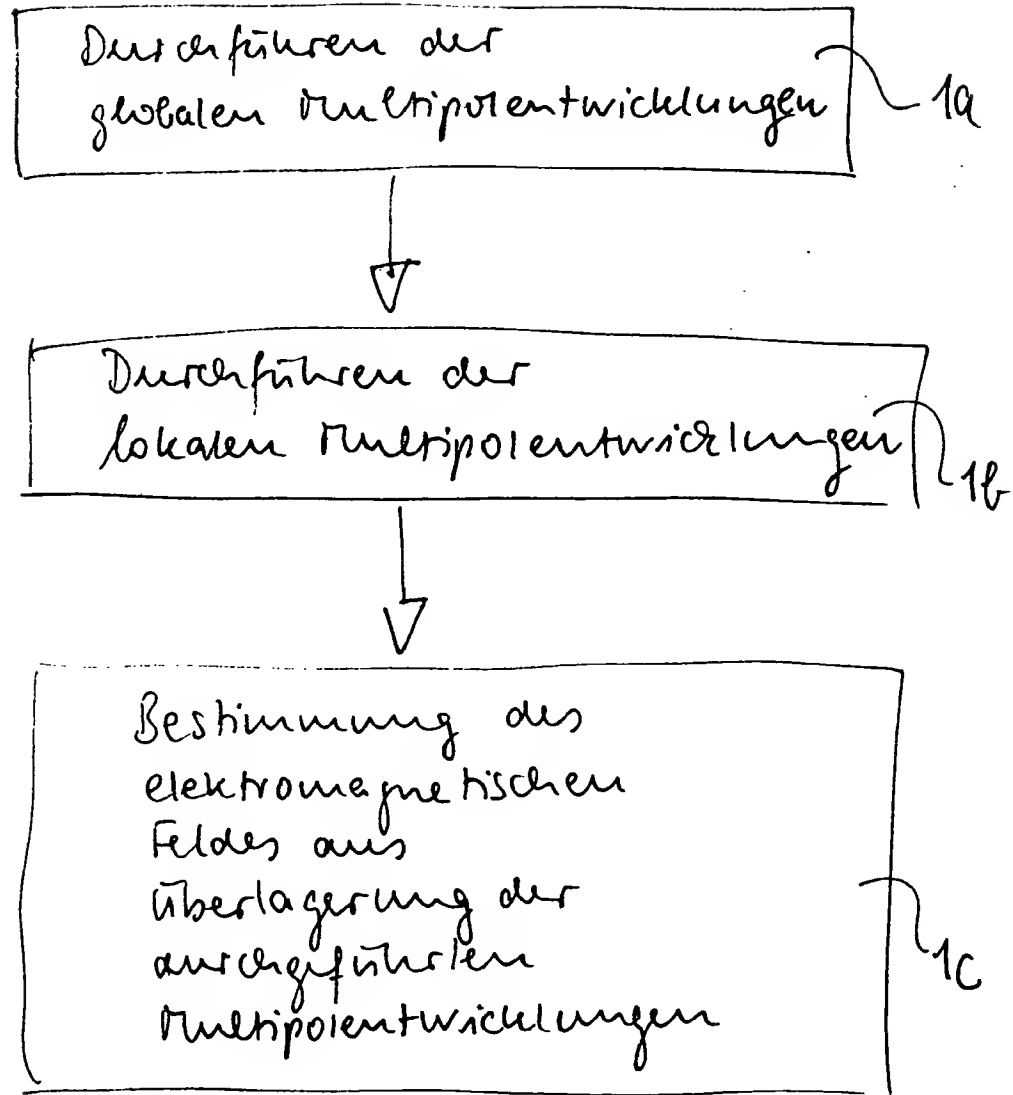


FIG 2

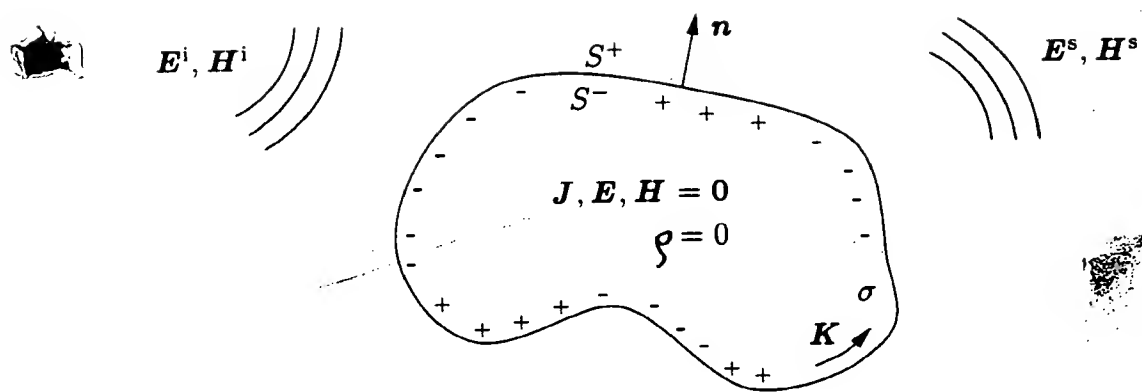


FIG 3

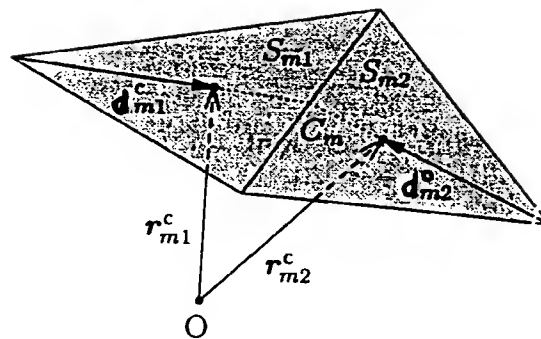


FIG 4

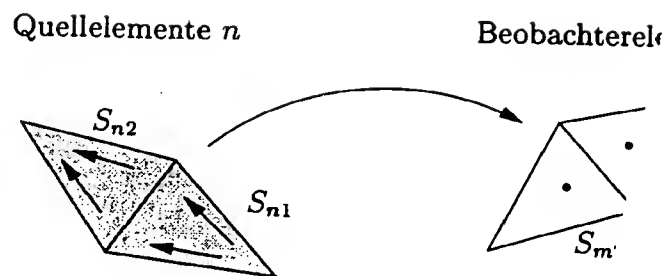


FIG 5a

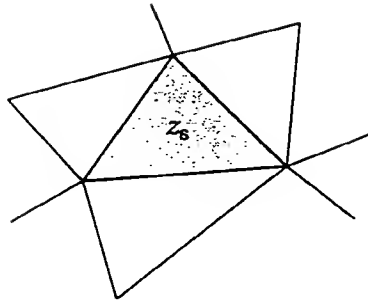


FIG 5b

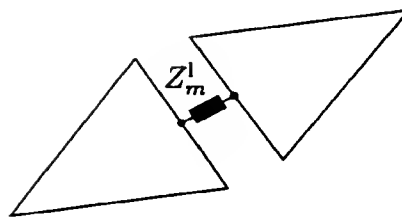


FIG 6

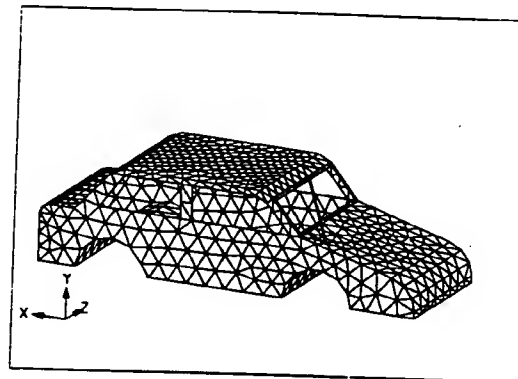
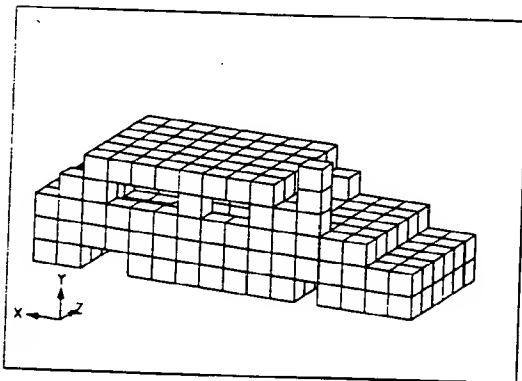
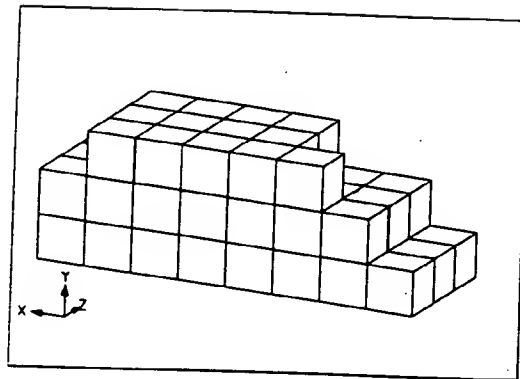
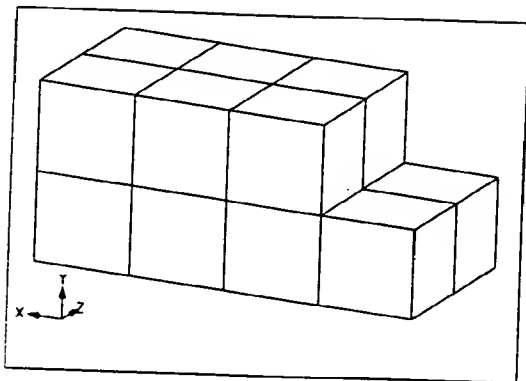


FIG 7

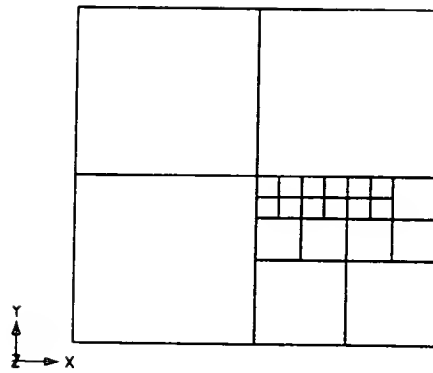
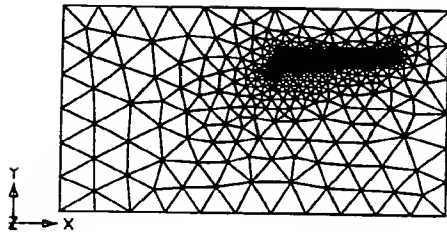


FIG 8

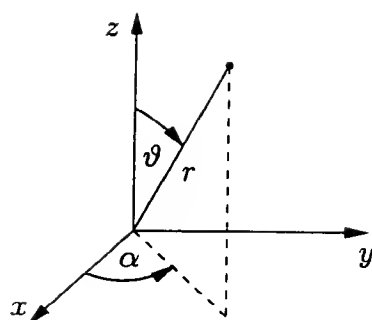


FIG 9a

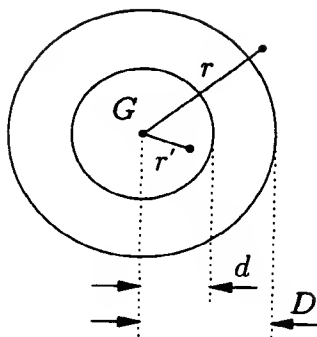


FIG 9b

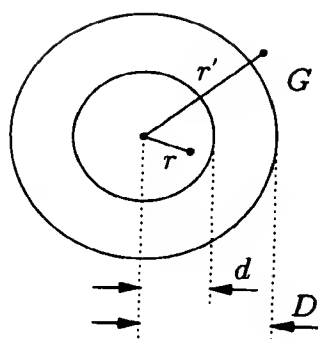


FIG 10a

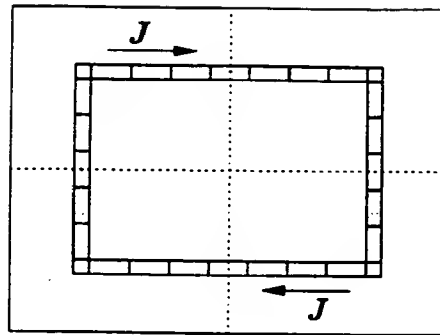


FIG 10b

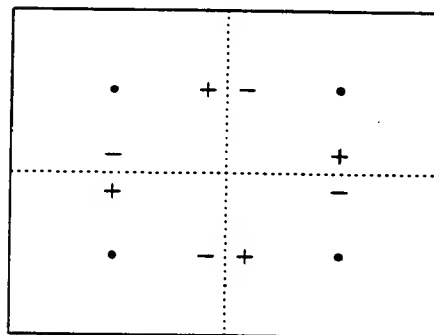
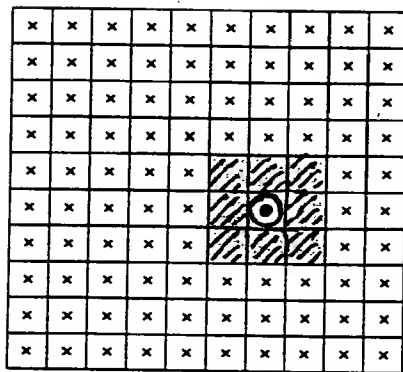



FIG 11



 Beobachtergebiet BG

 Nachbargebiete NG

 weit entfernte Gebiete WEG

 globale Multipolentwicklung GMPE


 lokale Multipolentwicklung LMPE

FIG 12

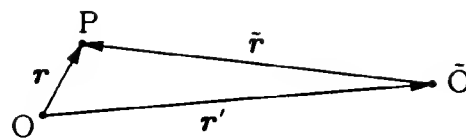
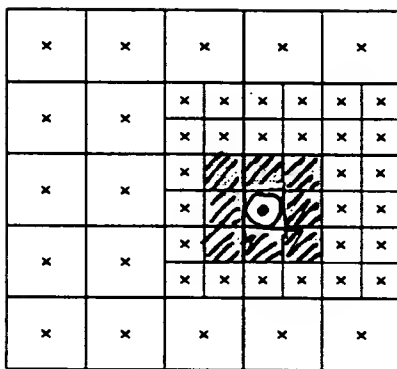


FIG 13



□ Beobachtergebiet BG

▨ Nachbargebiete NG

□ weit entfernte Gebiete WEG

.....
 □ globale Multipolentwicklung GMPE

□ lokale Multipolentwicklung LMPE